



DEUTSCHES
PATENTAMT

⑳ Aktenzeichen: 195 15 037.6
㉑ Anmeldetag: 24. 4. 95
㉒ Offenlegungstag: 28. 10. 95

DE 195 15 037 A 1

③① Unionspriorität: ③② ③③ ③①
22.04.94 JP 6-107940

⑦① Anmelder:
Advantest Corp., Tokio/Tokyo, JP

⑦④ Vertreter:
Vossius & Partner, 81675 München

⑦② Erfinder:
Nagano, Masao, Saitama, JP; Takahashi, Hitoshi,
Gyoda, Saitama, JP

⑥④ Digitale Signalmodulationsanalysevorrichtung

⑥⑦ Eine digitale Signalmodulationsanalysevorrichtung wird offenbart, die die Zeit für eine Modulationsanalyse verkürzen und gleichzeitig eine Meßvorrichtung aufbauen soll, die räumlich klein und billig ist. Eine digitale Signalmodulationsanalysevorrichtung weist auf: einen Frequenzumsetzer, der ein Signal von einer im Test befindlichen Vorrichtung in ein erstes Zwischenfrequenzsignal umsetzt, einen Abtastteil, der das erste Zwischenfrequenzsignal in ein zweites Zwischenfrequenzsignal umsetzt, dessen Frequenz niedriger ist als die der ersten Zwischenfrequenz, um das zweite Zwischenfrequenzsignal in einem Speicher zu speichern, einen Hilbert-Umsetzer, der ein ankommendes Signal mittels eines Quadrantenmodulationsdetektionsvorgangs in Orthogonalsignalkomponenten umsetzt, einen Anfangssynchronisationsteil, der eine Trägermittelfrequenz bestimmt, einen Symboldemodulations-/Parameterschätzteil, der optimale Parameter bestimmt, um einen Modulationsfehler zu minimieren, und alle Symboldaten demoduliert, um Referenzdaten für alle diese Symboldaten zu bestimmen, und eine Modulationsgenauigkeitsberechnungskomponente, die Modulationsgenauigkeitsdaten und Modulationsfehlerdaten für jedes Symbol berechnet.

DE 195 15 037 A 1

Beschreibung

Die Erfindung betrifft die Modulationsmessung der digitalen Signale, die bei digitalen Kommunikations- bzw. Übertragungsverfahren, z. B. bei digitalem Mehrkanalzugriff (DMCA), verwendet werden.

Für das mobile Übertragungssystem für Privatunternehmen, das ein solches digitales Übertragungsverfahren ist, wird M16QAM (16-Quadraturamplitudenmodulation für mehrere Hilfsträger, $M = 4$), ein DMCA-Modulationsverfahren verwendet. Die M16QAM überträgt das 16QAM-Signal unter Verwendung des Mehrfachträgerverfahrens, bei dem die vier Hilfsträger die Übertragung gleichzeitig durchführen. Dieses Übertragungsverfahren ermöglicht eine Datenübertragungsgeschwindigkeit mit 4K Symbolen/Sekunde bei 64K Bit/s (Bit/Sekunde bzw. bps).

"Digital Method MCA System Standard Regulations (RCR-STD-32)" ist ein Dokument, das von der Electric Wave System Development Center Foundation herausgegeben worden ist und das diesen Gegenstand behandelt. In diesem Dokument werden im einzelnen das Modulationsverfahren, das Codierungsverfahren, die Synchronisations-/Pilotsymboleinfügung, der abfallende/ansteigende Schlitzaufbau, ein Meßverfahren und Modulationsgenauigkeitsdefinitionen beschrieben.

Die Daten sind in 16-Bit-Einheiten codiert und werden übertragen, wie in Fig. 14 dargestellt. Diese 16-Bit-Daten werden in vier 4-Bit-Segmente unterteilt und von den vier Hilfsträgern, Kanal 1 bis 4, übertragen. Jeder Hilfsträger komprimiert die Bandbreite unter Verwendung des Strecken-Nyquist-Filters mit einer Dämpfung = 0,2 (Bandbreitenkomprimierungsfiler). Die Intervalle jedes Hilfsträgers betragen 4,5 kHz, und für die vier Kanäle wird eine Bandbreite von 18 kHz verwendet. Das Vierkanal-Hilfsträgerübertragungssystem ist in Fig. 15 dargestellt.

Die 4-Bit-Einheit-Daten sind in zwei Bits einer I-Komponente und in zwei Bits einer Q-Komponente unterteilt, wie in Fig. 12 dargestellt. Mittels Orthogonalcodierung dieser Bits werden die 4-Bit-Daten mit aus 16 Werten bestehenden (hexadezimal codierten) Kombinationen dargestellt. Dieses Symbol wird nachstehend als das "Referenzinformationssymbol (RIS)" bezeichnet. Außer den Datensymbolen werden auf der Sendeseite ein Synchronisationssymbol und ein Pilotsymbol in die festgelegten Symbolnummernpositionen für jeden Hilfskanal eingefügt, wie in Fig. 17 dargestellt. Dieses Referenzsynchronisations-/Pilotsymbol (Referenzpilotsymbol, RPS) wird so auf den Kreisumfang, der $\sqrt{18}$ entspricht, angeordnet, daß ein konstanter Frequenzbereichswert entsteht, wie in Fig. 12 dargestellt. Und wie in Fig. 16 dargestellt, ist für jede Symbolnummer ein standardisierter Phasenwinkel angegeben. Aus diesem und aus den I- und Q-Komponenten können auf der Empfangsseite die Synchronisations-/Pilotsymbole und die Informationssymbole demoduliert werden. Wenn eine Demodulation auf der Empfangsseite durchgeführt wird, treten normalerweise Fehler bei den Informationssymbolen (IS) und den Synchronisations-/Pilotsymbolen (PS) auf, indem diese nämlich im Vergleich zu den Referenzsymbolpunkten im Auszustand bzw. verschoben sind.

Der Schlitzaufbau basiert auf einer Zeit von 15 Millisekunden, wie in Fig. 17 dargestellt. Beim abfallenden Schlitz sind 60 Symbole vorhanden. Die 60 Symbole bestehen aus drei Synchronisationssymbolen, sieben Pilotsymbolen und 50 Informationssymbolen. Beim ansteigenden Schlitzaufbau sind 53 Symbole, eine automatische Verstärkungsregelungs- bzw. AGC-Präambel und eine Rampe bzw. ein Sägezahn vorhanden. Die 53 Symbole bestehen aus drei Synchronisationssymbolen, sieben Pilotsymbolen und 43 Informationssymbolen. Beim ansteigenden Teilschlitzaufbau sind 10 Hauptschlitzsymbole, drei Pilotsymbole und 14 Informationssymbole. Wie in Fig. 16 dargestellt, wird die Anzahl so gezählt, daß das Kopfschlitzsymbol das Symbol Nummer eins ist, und die Phasenwinkel für diese Synchronisations- und Pilotsymbole werden für jede Synchronisations- und Pilotnummer festgelegt.

Der Rahmenaufbau basiert auf einer Zeit von 90 Millisekunden, wobei sechs Schlitze die Grundeinheit bilden. Diese wird verwendet für die mit Sechskanal-Mehrfachanstiegszeitteilung arbeitende Mehrfachzugriffsübertragung oder den TDMA (Zeitmultiplexzugriff).

Das folgende ist das Berechnungsverfahren 31 für den Modulationsfehler ϵ :

Formel 31:

$$\epsilon = \frac{\sqrt{\frac{1}{N} \sum_{i=1}^N |V_{mi} \alpha \exp[j\phi] - V_{ri} - V_0|^2}}{r_0}$$

Die Modulationsgenauigkeit dieses digitalen Übertragungsverfahrens wird in der Formel für das Modulationsfehlerberechnungsverfahren 31 definiert. Die Variablen in der Formel sind folgende: i = beobachtete Vektornummer, N = beobachtete Gesamtvektoren, r_0 = maximaler Radius ($\sqrt{18}$) des Signal-Raum-Diagramms, V_{mi} = i -ter beobachtete Vektor, V_{ri} = Referenzvektor des i -ten beobachteten Vektors, V_0 = Ursprungsversatzvektor, α = Verstärkungsparameter (skalar) und ϕ = Phasenparameter (skalar). Die Parameter V_0 , α und ϕ sollten so gewählt werden, daß sie den Modulationsfehler ϵ minimieren. Der Modulationsfehler ϵ in Fig. 13 zeigt die Modulationsfehler für den i -ten beobachteten Vektor an.

Das tatsächliche Implementationsbeispiel wird mit Bezug auf Fig. 10 und 11 für die DMCA-Modulationsgenauigkeitsmessungen beschrieben.

Der Aufbau dieser Vorrichtung besteht aus der digitalen Umsetzungskomponente 190, einem Signalgenerator

183, einer Arbeitsstation 184 und einer Analysesoftware 170, wie in Fig. 10 dargestellt. Die Digitalumsetzungskomponente 190 besteht aus einem Frequenzumsetzer 192, einem Tiefpaßfilter bzw. LPF 193, einem AD-Umsetzer 194, einem Pufferspeicher 195, einem Controller 196 und einer GPIB-Schnittstelle 197. Die Analysesoftware 170 besteht aus dem Kanaltrenner 182, einer IQ-Umsetzungskomponente 173a—173d, einer Strecken-Nyquist-Filterkomponente 174a—174d, einer Taktschätzkomponente 175a—175d, einer Trägerversatzschätzkomponente 176a—176d und einer Modulationsgenauigkeitsfehlerverarbeitungs-komponente 177, wie in Fig. 11 dargestellt.

Das Meßsignal 191 aus der Testvorrichtung wird auf einer Seite des Frequenzumsetzers 192 eingegeben und stellt die Signale aus dem hochgenauen Signalgenerator 183 für den anderen Eingang bereit. Nach dem Umsetzen in die gewünschte Zwischenfrequenz, z. B. 100 kHz, und dem Durchlaufen der Tiefpaßfrequenzsignale durch das nächste Tiefpaßfilter LPF 193 werden die Signale an den AD-Umsetzer 194 übergeben.

Der AD-Umsetzer 194 empfängt die Signale, setzt die Signale in digitale 12-Bit-Signale um und speichert sie im Pufferspeicher 195. Die Speicherkapazität beträgt 1 M Wörter, und er kann mehrere Rahmen von 90 Millisekunden speichern. Das Abtasten und das Speichern bei diesem AD-Umsetzer 194 wird durch die Befehle ausgeführt und gesteuert, die vom Controller 156 über die GPIB-Schnittstelle 197 empfangen werden. Die durch Abtastung gewonnenen Daten werden aus dem Pufferspeicher 195 über die GPIB-Schnittstelle 197 in den Speicher der Arbeitsstation 184 übertragen. Die Modulationsgenauigkeit wird erreicht, indem der Analysevorgang für die übertragenen DMCA-Daten durchgeführt wird.

Auf der Seite der Arbeitsstation werden die oben beschriebenen übertragenen Daten empfangen, und eine Analyseverarbeitung wird unter Verwendung der Analysesoftware 170 durchgeführt.

Der Kanaltrenner 172 setzt die DMCA-Daten unter Verwendung der schnellen Fourier-Umsetzung (FFT) um, um die Daten auf die Frequenzachse umzusetzen, und trennt dann die M16QAM-Signale in Vierkanal-Hilfsskanalsignale (16QAM). Als nächstes führt die IQ-Umsetzungskomponente 173a—173d eine Orthogonalumsetzung der Signale in IQ-Signale für jeden Kanal durch.

Die Strecken-Nyquist-Filterkomponente 174a—174d empfängt diese Signale und führt eine Strecken-Nyquist-Filterverarbeitung mit der Dämpfungsrate 0,2 durch und übergibt die Signale dann an die Taktschätzkomponente 175a—175d.

Die Taktschätzkomponente 175a—175d empfängt diese Signale und führt eine nichtlineare Verarbeitung zu jeweils einem Hilfskanal-IQ-Signal durch, um das Modulationssignal-Taktfrequenzspektrum zu erzeugen. Aus diesem Spektrum werden die Taktfrequenz und die Phasen geschätzt.

Da die Symbolpunkte bereits bestimmt sind (wie oben beschrieben), schätzt die Trägerversatzschätzkomponente 176a—176d den Trägerversatz pro Signalbündel aus der festgelegten Phase und Phasendifferenzen der Symbolpunkte der Synchronisations- und Pilotsymbole.

Die Modulationsgenauigkeitsfehlerberechnungskomponente 177 berechnet den Vektor aus den oben beschriebenen Symbolpunkten. Der Vektorfehler, die Taktanpassung und der Trägerfrequenzversatz können mit dem Fehlervektor aus den Referenzvektorpunkten berechnet werden, wie in Fig. 13 dargestellt. Von diesen Fehlerdaten ausgehend, werden die Vektorfehlerbandbreite, die Phasenwellenform, der Vektorfehler FFT, das I-Muster, die Konstellation usw. auf dem Bildschirm angezeigt.

Bei der Aktualisierung des Verfahrens mit dem oben beschriebenen Aufbau gibt es Unannehmlichkeiten, z. B. die langsame Verarbeitungsgeschwindigkeit aufgrund der Berechnungen für die FFT-Berechnungsverarbeitung usw., die von der generischen Arbeitsstations-CPU durchgeführt wird. Und weil große Mengen von AD-Umsetzungsdaten direkt an die GPIB übergeben werden, was Zeit kostet, kann die Verarbeitungszeit jedesmal nur in Minuten gemessen werden. Außerdem wäre der Signalgenerator 183 und die Arbeitsstation 184 extern erforderlich, so daß der Systemaufbau räumlich groß und teuer würde.

Das Problem, das der Erfindung zugrundeliegt, besteht darin, eine Modulationssignalanalyse in einer kurzen Zeit durchzuführen und eine kleine und billige Meßvorrichtung aufzubauen.

Fig. 1 zeigt das erste erfindungsgemäße Lösungsverfahren.

Um das oben beschriebene Problem zu lösen, empfängt die erfindungsgemäße Konstruktion die DUT-Signale und richtet dann einen Frequenzumsetzer 190 ein, um die Signale in eine konstante Zwischenfrequenz umzusetzen. Dann empfängt sie die Signale aus dem Frequenzumsetzer 190 und setzt die Signale weiter um in Zwischenfrequenzsignale mit einer niedrigeren Frequenz. Dann wird eine Abtaktkomponente 250 eingerichtet, um die Signale im Speicher zu speichern. Sie richtet einen Hilbert-Umsetzer 310 ein, um die Signale zu detektieren und umzusetzen, um sie zu I- und Q-Komponenten zu verschachteln. Die I- und Q-Komponenten werden empfangen, und die Anfangssynchronisationskomponente 740 wird eingerichtet, um die Trägermittelfrequenz Ωf_0 und eine Schlitzsynchronisationsadresse dly_0 zu erzeugen.

Die Signale der Anfangssynchronisationskomponente 740 und die I- und Q-Signalkomponenten werden empfangen, um die optimalen Parameter (Verstärkungskonstante A_x , Anfangsphase θ_x , Trägerfrequenz Ω_x und Signalbündel-Dachschrägefaktor bzw. Abfallfaktor α_x) zu berechnen, um den Modulationsfehler δ zu minimieren. Außerdem werden die Demodulationsdaten für alle Symbole (Bandbreitenwert $A[n]$ für die Symbolnummer n und der Phasenwinkel $\theta[n]$) demoduliert. Eine Gesamtsymbolmodulations-/Parameterschätzkomponente 400 wird eingerichtet, um die Referenzdaten (Bandbreitenwert $A[n]$ für das Referenzsymbol und Phasenwinkelwert $\theta[n]$ für das Referenzsymbol) für alle Symbole zu spezifizieren. Alle Signale der Symbolmodulations-/Parameterschätzkomponente 400 werden empfangen, und eine Modulationsgenauigkeitsberechnungskomponente 900 wird eingerichtet, um die Modulationsgenauigkeitsdaten ϵ und die Modulationsfehlerdaten für jedes Symbol zu berechnen.

Unter Verwendung dieses Verfahrens können die digitalen MCA-Signale, die von der DUT mittels des digitalen Übertragungssystems ausgegeben werden, zur Ermittlung der Modulationsgenauigkeit gemessen werden.

Fig. 9 zeigt das zweite erfindungsgemäße Lösungsverfahren.

Um das oben beschriebene Problem zu lösen, empfängt die erfindungsgemäße Vorrichtung die DUT-Signale im Spektrumsanalysator 110 und richtet den Frequenzumsetzer 111 ein, um die Signale in festgelegte Zwischenfrequenzsignale umzusetzen.

Die Meßkomponente 200 empfängt die Frequenzumsetzungssignale vom Spektrumsanalysator 110. Die Signale werden weiter in Zwischenfrequenzsignale mit einer niedrigen Frequenz umgesetzt, dann über einen AD-Umsetzer weitergeleitet. Eine Abtastkomponente 250 wird eingerichtet, um diese Signale im Speicher zu speichern. Der Hilbert-Umsetzer 310 wird eingerichtet, um die Signale durch Quadrantenmodulationsdetektion in I- und Q-Komponenten umzusetzen. Eine Anfangssynchronisationskomponente 740 wird eingerichtet, um die Trägermittelfrequenz Ω_0 und die Schlitzsynchronisationsadresse dly_0 zu ermitteln. Dann werden die Signale der Anfangssynchronisationskomponente 740 und die I- und Q-Signalkomponenten empfangen, um die optimalen Parameter (Verstärkungskonstante A_x , Anfangsphase θ_x , Trägerfrequenz Ω_x und Impulsbündel-Dachschrägenfaktor bzw. Abfallfaktor α_x) zu berechnen, um den Modulationsfehler δ zu minimieren. Außerdem werden die Demodulationsdaten für alle Symbole (Bandbreitenwert $A[n]$ für die Symbolnummer n und Phasenwinkel $\theta[n]$) demoduliert. Eine Gesamtsymboldemodulations-/Parameterschätzkomponente 400 wird eingerichtet, um die Referenzdaten (Bandbreitenwert $A_r[n]$ für Referenzsymbole und Phasenwinkelwert $\theta_r[n]$ für das Referenzsymbol) für alle Symbole zu spezifizieren. Alle Signale der Symboldemodulations-/Parameterschätzkomponente 400 werden empfangen, und eine Modulationsgenauigkeitsberechnungskomponente 900 wird eingerichtet, um die Modulationsgenauigkeitsdaten ε und die Modulationsfehlerdaten für jedes Symbol zu berechnen.

Die Signale aus der Meßkomponente 200 werden im Spektrumsanalysator 110 empfangen, und der Anzeigecontroller 115 wird eingerichtet, um diese Signale in die Modulationsfehlerbildschirmangedaten umzusetzen.

Unter Verwendung dieses Verfahrens können die digitalen MCA-Signale, die von der DUT mittels des digitalen Übertragungssystems ausgegeben werden, zur Bestimmung der Modulationsgenauigkeit gemessen werden.

Das Berechnungsverfahren für die Optimalparameterschätzung verwendet die Anfangswerte A_{in} , θ_{in} , Ω_{in} , B_{in} und σ_{in} , um die Berechnungen mit hoher Geschwindigkeit durch Approximation durchzuführen.

Die Trägermittelfrequenzdetektionskomponente 700 in der Anfangssynchronisationskomponente 740 ermittelt den Wert für die grobe Trägermittelfrequenz Ω . Unter Verwendung dieses Verfahrens gibt es auch dann, wenn ein Fehler von z. B. ± 10 kHz vorhanden ist, keine Probleme, und die Symbolmodulation und die Optimalparameterschätzungen können normal durchgeführt werden.

Die Frequenzfehlerdetektionskomponente 760 der Anfangssynchronisationskomponente 740 empfängt den groben Trägermittelfrequenzwert Ω , und eine genauere Trägermittelfrequenz Ω_0 kann ermittelt werden.

Fig. 1 zeigt die Meßkomponente 200 in Form einer digitalen Modulationsanalysevorrichtung in der ersten erfindungsgemäßen Ausführungsform.

Fig. 2(a) zeigt den erfindungsgemäßen Aufbau des Hilbert-Umsetzers 310.

Fig. 2(b) zeigt den erfindungsgemäßen Aufbau des Hilbert-Umsetzers 304 im Hilbert-Umsetzer 310.

Fig. 3(a) zeigt den erfindungsgemäßen Aufbau der Anfangssynchronisationskomponente 740.

Fig. 3(b) zeigt den erfindungsgemäßen Aufbau der Trägermittelfrequenzdetektionskomponente 700.

Fig. 3(c) zeigt den erfindungsgemäßen Aufbau der IQ-Extraktionskomponente 710 für Kanal 1.

Fig. 4 zeigt den erfindungsgemäßen Aufbau der Gesamtsymboldemodulations-/Parameterschätzkomponente 400.

Fig. 5 zeigt den erfindungsgemäßen Aufbau der Synchronisations-IQ-Anfangswertdemodulationskomponente 401 für alle Kanäle.

Fig. 6 zeigt den erfindungsgemäßen Aufbau der Gesamtsymboldemodulationskomponente 500.

Fig. 7(a) zeigt ein Diagramm zur Beschreibung der Anfangsadresse und der Adressen der Synchronisations-/Pilotsymbole (PS) aus dem asynchronen Wiedergabespeicher 714.

Fig. 7(b) ist das Vektorwertdurchgangdiagramm, wenn eine Übereinstimmung mit dem Hauptschlitz besteht.

Fig. 7(c) ist das Vektorwertdurchgangdiagramm, wenn keine Übereinstimmung mit dem Hauptschlitz besteht.

Fig. 7(d) ist das Dispersionsdurchgangdiagramm zur Beschreibung des Verfahrens zum Ermitteln der ersten groben Dispersion.

Fig. 7(e) ist das Dispersionsdurchgangdiagramm zur Beschreibung des Verfahrens zum Ermitteln der zweiten Dispersion, und zwar genauer in einem engen Bereich.

Fig. 8 ist ein Diagramm, das die Phasendaten darstellt, die den Phasennennwert für jedes Symbol subtrahieren.

Fig. 9 zeigt die digitale Modulationsanalysevorrichtung mit dem Spektrumsanalysator in der zweiten erfindungsgemäßen Ausführungsform.

Fig. 10 zeigt den Aufbau eines bekannten Meßsystems.

Fig. 11 ist ein Aufbaublockschaltbild der Analysesoftware 170 für das bekannte Meßsystem.

Fig. 12 ist ein Diagramm, das die 16 Symbolpunkte mit den I- und Q-Komponenten und die Synchronisations-/Pilotsymbole (PS) auf dem Kreisumfang beschreibt.

Fig. 13 ist ein Diagramm, das den beobachteten Vektormodulationsfehler darstellt.

Fig. 14 ist ein Diagramm, das die Vierkanal-Hilfsträgerfrequenz darstellt, und ein Diagramm, das die Mittenfrequenz Ω und den Bitstrom der I- und Q-Komponenten darstellt.

Fig. 15 ist ein Übertragungssystemdiagramm für den DMCA-Vierkanal-Hilfsträger.

Fig. 16 ist ein Diagramm, das den Schlitzaufbau gemäß den Standardvorschriften darstellt, und zeigt die Phasennennwerte für jedes Synchronisations-/Pilotsymbol für jeden Hilfskanal.

Fig. 17 ist ein Diagramm, das den Schlitzaufbau gemäß den Standardvorschriften darstellt, und zeigt die Symbolverteilung für jeden Hilfskanal.

Nachstehend wird die erste Ausführungsform der Erfindung beschrieben.

Die erste Ausführungsform der Erfindung verwendet den Frequenzumsetzer 190. Die Beschreibung nimmt Bezug auf Fig. 1, 2(a)–(b), 3(a)–(c), 4, 5, 6, 7(a)–(e) und 8.

Der Systemaufbau wird zuerst beschrieben.

Das System besteht aus dem Frequenzumsetzer 190 und der Meßkomponente 200, wie in Fig. 1 dargestellt. Der Frequenzumsetzer 190 besteht aus dem Signalgenerator 103 und einem ersten Mischer 102. Die Meßkomponente 200 besteht intern aus der Abtaktkomponente 250, dem Hilbert-Umsetzer 310, der Anfangssynchronisationskomponente 740, der Gesamtsymbolmodulations-/Parameterschätzkomponente 400, der Modulationsgenauigkeitsberechnungskomponente 900, der Ausgabekomponente 230 und dem Controller 280. Die Abtaktkomponente 250 besteht aus einem zweiten Mischer 201, einem ersten Oszillator 203, einem ersten LPF (Tiefpaßfilter) 210, einem AD-Umsetzer 220, einem Taktgeber 221 und einem AD-Pufferspeicher 240.

Als nächstes wird der Betrieb der Modulationsgenauigkeitsmessung als Ganzes grob beschrieben.

Der Frequenzumsetzer 190 setzt die Frequenzen des Meßsignals 101 auf eine festgelegte Frequenz $f_{202} = 21,42$ MHz herab. Zu diesem Zweck übergibt der Signalgenerator 103 die Frequenzsignale an den ersten Mischer 102, um die Frequenz auf die festgelegte Frequenz f_{202} zu ändern. Der erste Mischer empfängt Signale sowohl vom Meßsignal 201 als auch vom Signalgenerator 103, führt eine Herabsetzung auf die festgelegte Frequenz durch und übergibt die Signale an die Meßkomponente 200 des zweiten Mixers 202.

Der zweite Mischer 202 empfängt sowohl die oben beschriebenen Signale als auch die 21,2-MHz-Signale des ersten Oszillators 203 und setzt diese herab auf 220-kHz-Signale. Diese Ausgangssignale werden an den AD-Umsetzer 220 übergeben, nachdem sie über das Tiefpaßfilter mit dem ersten LPF 210 geführt worden sind.

Der AD-Umsetzer 220 empfängt den 1008-kHz-Abtasttakt vom Taktgeber 221 aufgrund des Abtastbefehls, der vom Controller 220 übergeben wird. Nach dem Quantisieren der oben beschriebenen Signale zu 10-Bit-Wortdaten werden die Signale im AD-Pufferspeicher 240 gespeichert. Da 1 Symbolzeit 4 kHz beträgt, werden die Daten mit $1008 \text{ kHz} / 4 \text{ kHz} = 252$ Wörtern/Symbol im AD-Pufferspeicher gespeichert.

Es muß eine Speicherkapazität vorhanden sein, um mehr als das Neunfache des Schlitzes zu speichern, um einen gültigen Schlitz für die TDMA-Übertragungssignale aufrechtzuerhalten.

Die oben beschriebenen Vorgänge werden in den Schaltungen durchgeführt. Die Vorgänge, die von diesem Punkt an beschrieben werden, werden mittels Analyseverarbeitung mit der Software durchgeführt, indem die Schlitzdaten sequentiell gelesen werden. Im Anwendungsbeispiel wird ein DSP (Digitalsignalprozessor) verwendet, um die Analyseverarbeitung zu beschleunigen. Natürlich kann auch eine schnell rechnende CPU usw. anstelle des DSP verwendet werden.

Als nächstes gibt der Hilbert-Umsetzer 310 die digitalen Daten des 220-kHz-Zwischenfrequenzsignals, die aus dem AD-Puffer 240 gelesen werden, über den Quadrantenmodulationsdetektor weiter. Dann übergibt er die Daten, die in I- und Q-Komponenten (IQ-Daten 300a) umgesetzt worden sind, an die Anfangssynchronisationskomponente 740 und an die Gesamtsymbolmodulations-/Parameterschätzkomponente 400. Die Anfangssynchronisationskomponente 740 empfängt diese IQ-Daten 300a, ermittelt die Trägermittelfrequenz Ω_0 und die Schlitzsynchronisationsadresse dly_0 und gibt diese weiter. Die Gesamtsymbolmodulations-/Parameterschätzkomponente 400 empfängt diese Signale, führt intern mehrere Schätzberechnungen durch, ermittelt die optimalen Parameter A_x , θ_x , Ω_x und α_x , um den Modulationsfehler ϵ zu minimieren, und moduliert die Gesamtsymboldaten, um die Daten bereitzustellen. Die Modulationsgenauigkeitsberechnungskomponente 900 empfängt diese Daten, berechnet den Modulationsgenauigkeitsfehler ϵ , den Modulationsfehler für jedes Symbol und andere Daten zur Ausgabe.

Hier können die Fälle auftreten, wo wir eventuell bestätigt haben wollen, ob der Modulationsgenauigkeitsfehlerwert ϵ aus der Schlitzanfangsadresse dly_0 , die in der Anfangssynchronisationskomponente 740 berechnet wurde, richtig ist. In diesem Fall wird der Schlitzanfangsadressewert von der Schlitzanfangsadresse dly_0 in die Position Δdly geändert und diese an die Gesamtsymbolmodulations-/Parameterschätzkomponente 400 übergeben, um den Modulationsgenauigkeitsfehler ϵ zu berechnen. Der minimale Modulationsgenauigkeitsfehler ϵ kann statt dessen ausgegeben werden.

Die Ausgabekomponente 230 führt entsprechend den Analyseergebnisinformationen eine Verarbeitung und Umsetzung in Ausgabeformatdaten durch und gibt dann nach draußen aus. Die Gesamtmeßsteuerung wird vom Controller 280 durchgeführt.

Was hier grob beschrieben wurde, gilt als ein Zyklus des Gesamtmeßvorgangs. Die Modulationsgenauigkeitsmessungen dieses Meßsystems erfolgen durch intermittierendes Abtasten der Meßsignale 101.

Der Gesamtmeßvorgang zur Ermittlung der Modulationsgenauigkeit ist also bereits beschrieben worden. Als nächstes wird jeder Bereich ausführlich beschrieben. Die Beschreibung des Controllers 280 und der Abtaktkomponente 250 (die aus dem Frequenzumsetzer 190, dem zweiten Mischer 202, dem ersten Oszillator 203, dem ersten LPF 210, dem AD-Umsetzer 220, dem Taktgeber 221 und dem AD-Pufferspeicher 240 besteht) wird gekürzt, da diese durch die oben beschriebenen Vorgänge ohne weiteres verständlich sind. Die Dinge, die beschrieben werden, sind der Hilbert-Umsetzer 310, die Anfangssynchronisationskomponente 740, die Gesamtsymbolmodulations-/Parameterschätzkomponente 400, die Modulationsgenauigkeitsberechnungskomponente 900 und die Ausgabekomponente 230.

Zuerst wird der Hilbert-Umsetzer 310 beschrieben.

Der Hilbert-Umsetzer 310 besteht intern aus einem Impulsbündeldetektor 302, einem Breitbandfilter bzw. BPF 303, einem Hilbert-Umsetzer 304 und einem IQ-Speicher 300, wie in Fig. 2(a) dargestellt.

Der Impulsbündeldetektor 302 erkennt die sequentiellen Schlitzdaten, die für eine Analyse erforderlich sind, und gibt sie an die nächste Stufe weiter. Die im 252-Wort/Symbolformat vorliegenden AD-Speicherdaten 240a, die im AD-Pufferspeicher 240 gespeichert sind, werden gelesen und als gültige Daten ausgegeben, die über die 2,4fache Schlitzzeit laufen, die für die Analyse erforderlich ist. Bei TDMA-Übertragungssignalen sind die Signale

intermittierende Zeitmultiplexsignale für jede sechste Schlitzzeit, so daß die gültigen Schlitzdaten, die für die Analyse erforderlich sind, detektiert und aus den Neun-Zeitschlitz-Daten ausgegeben werden. Das BPF 303 empfängt die oben beschriebenen gültigen Schlitzdaten, entfernt die unnötigen Frequenzinhalte durch Filterung der Bandbreite und übergibt die Daten an den Hilbert-Umsetzer 304.

Der Hilbert-Umsetzer 304 besteht intern aus der ersten Frequenz 311, einem 90-Grad-Phasenschieber 312, einem dritten Mischer 313, einem vierten Mischer 314, einem dritten LPF 315 und einem vierten LPF 316, wie in Fig. 2 (b) dargestellt.

Der Hilbert-Umsetzer 304 führt die Quadrantenmodulationsdetektion durch, um die I/Q-Daten zu entfernen. Die Signale werden in komplexe Nummernsignale für die tatsächlichen Nummern und die imaginären Nummern umgesetzt, die der Hilbert-Umsetzung unterzogen worden sind, und diese werden ausgegeben. Zu diesem Zweck empfängt der dritte Mischer 313 die 220-kHz-Frequenzsignale 303a vom BPF 303 und die 252-kHz-Signale $\sin \omega t$. Diese Signale werden kombiniert und mit den Quadrantenmodulationsdetektionssignalen umgesetzt und dann ausgegeben. Der dritte LPF 315 empfängt diese Signale und gibt sie nach Hochpaßfilterung als I-Komponenten (oder Q-Komponenten) aus. Das Signal 315a wird hier als I-Komponentendaten angenommen.

Der vierte Mischer 314 empfängt das Frequenzsignal 303a und die 252-kHz-Cosinussignale $\cos \omega t$, wo die Phasen der ersten Frequenz 311 in Form von 252-kHz-Signalen unter Verwendung des 90-Grad-Phasenschiebers 312 verschoben werden. Das vierte LPF 316 empfängt diese Signale und gibt sie nach Hochpaßfilterung als Q-Komponente (oder I-Komponente) 316a aus. Das Signal 316a wird als Q-Komponentendaten angenommen. Die I-/Q-Signalkomponenten sind Zwischenfrequenzsignale mit $252 \text{ kHz} - 220 \text{ kHz} = 32 \text{ kHz}$. Die Daten haben ein 252-Wort/Symbol-Format, das Vierkanal-Hilfsträgerdaten enthält.

Als nächstes empfängt der IQ-Speicher 300 beide Ausgangssignale von dem oben beschriebenen Hilbert-Umsetzer 304 und speichert sie im Speicher. Später liest die Anfangssynchronisationskomponente 740 und die Gesamtsymbol-demodulations-/Parameterschätzkomponente 400 diese IQ-Daten 300a zwecks Weiterverwendung.

Als nächstes wird die Anfangssynchronisationskomponente 740 beschrieben.

Die Anfangssynchronisationskomponente 740 liest die IQ-Daten 300a aus dem oben beschriebenen IQ-Speicher 300, berechnet die Trägermittelfrequenz Ω_0 und die Schlitzanfangsadresse dly_0 und gibt diese dann aus.

Die Anfangssynchronisationskomponente 740 besteht intern aus dem Trägermittelfrequenzdetektor 700, dem für Kanal 1 bestimmten IQ-Extrahierer 710, dem Schlitzsynchronisationsdetektor 720 und dem Frequenzfehlerdetektor 780, wie in Fig. 3 (a) dargestellt.

Um die Gesamtträgermittelfrequenz Ω zu ermitteln, besteht der Trägermittelfrequenzdetektor 700 aus einer komplexen FFT-Verarbeitung 702, einer Gesamtleistungsberechnungskomponente 704 und einer für die Trägermittelfrequenz Ω bestimmten Berechnungskomponente 705, wie in Fig. 3 (b) dargestellt.

Die Berechnung der Gesamtträgermittelfrequenz Ω verwendet das FFT-OBW-Trägerfrequenzschätzverfahren.

Die komplexe FFT-Verarbeitung 702 liest die IQ-Daten 300a aus dem IQ-Speicher 300 und setzt sie in das Frequenzspektrum um. Als nächstes berechnet die Gesamtleistungsberechnungskomponente 704 die Gesamtleistung durch Ermitteln des akkumulierten Spektrums dieser Frequenzkomponente. Dann ermittelt die Berechnungskomponente der Trägermittelfrequenz Ω 705 die Summenträgermittelfrequenz Ω als Punkt auf der halben Strecke bis zur Gesamtleistungsfrequenz. Diese wird an den für den Kanal 1 bestimmten IQ-Extrahierer 710 übergeben.

Der für den Kanal 1 bestimmten IQ-Extrahierer 710 empfängt die oben beschriebenen Signale der Gesamtträgermittelfrequenz Ω und die 32-kHz-IQ-Daten 300a und ermittelt für den Kanal 1 bestimmte asynchrone IQ-Ausgabedaten 714a.

Der für den Kanal 1 bestimmte IQ-Extrahierer 710 besteht intern aus dem fünften Mischer 712, dem Strecken-Nyquist-Filter 713 und dem asynchronen Ausgangsspeicher 714, wie in Fig. 3 (c) dargestellt.

Die Hilfsträgerfrequenz des Kanals 1 wird folgendermaßen ermittelt: $f_{ic} = \Omega - 6,75 \text{ kHz}$. Der fünfte Mischer 712 empfängt diese Frequenz f_{ic} und die 32-kHz-IQ-Daten 300a, setzt sie durch Abwärtsumsetzung in Kanalbasisbandsignale um und gibt diese Daten weiter an das Strecken-Nyquist-Filter 713. Das Strecken-Nyquist-Filter 713 empfängt diese Signale und speichert die gefilterten Ausgabedaten des Kanals 1 im asynchronen Ausgangsspeicher 714. Die asynchronen Ausgabedaten 714a des Kanals 1 werden vom Schlitzsynchronisationsdetektor 720 und vom Frequenzfehlerdetektor 760 zwecks Weiterverwendung gelesen.

Der Schlitzsynchronisationsdetektor 720 liest die oben beschriebenen asynchronen Ausgabedaten 714a, detektiert die Synchronisations-/Pilotsymbole (PS) aus den Daten und ermittelt die Schlitzanfangsadresse dly_0 . Das heißt, die Synchronisationsposition des Schlitzes wird detektiert.

Das Detektionsverfahren der Schlitzanfangsadresse dly_0 führt eine Detektion durch, indem es zuerst nach Punkten sucht, wo die Größe der Synchronisations-/Pilotsymbole (PS) konstant über dem $(\sqrt{18})$ großen Kreisumfang liegt, und versucht zweitens zu ermitteln, ob jedes Synchronisations-/Pilotsymbol (RPS) an der festgelegten Symbolnummernstelle angeordnet ist.

Die Beschreibung dieser Synchronisations-/Pilotsymbol-(PS-)Detektion erfolgt anhand des ersten Hilfskanals 1 mit einem beliebigen Aufbau, der als Einzelschlitzaufbau einen 60 Symbole umfassenden abfallenden Schlitz aufweist. Die Synchronisations-/Pilotsymbol-(PS-)Nummern würden in diesem Fall lauten: 1, 2, 3, 6, 14, 22, 30, 38, 46 und 54.

Zuerst wird die Bandbreitenverteilung der Synchronisations-/Pilotsymbolpunkte für einen Schlitz ermittelt. Zu diesem Zweck ist der Adreßwert für die Symbolnummer die Anfangspunktadresse dly_x für die Anfangsadresse des asynchronen Ausgangsspeichers 714. Der Adreßwert der Symbolnummer zwei ist die Anfangspunktadresse $dly_x + 252$, da die Einheiten 252 Wörter/Symbole umfassen. Der Adreßwert für jeden Synchronisations-/Pilotsymbolpunkt wird auf gleiche Weise ermittelt.

Als nächstes kann der oben beschriebene Symbolamplitudenwert für jeden Adreßwert durch Berechnung unter Verwendung der gelesenen I- und Q-Komponentendaten ermittelt werden. Wenn eine echte Hauptschlitzanfangssymboladresse dly0 verwendet wird, wie mit den Punkten 720a in der Vektorwertdurchgangsdarstellung in Fig. 7(b) dargestellt, existiert die Amplitude auf der gleichen ($\sqrt{18}$) großen Amplitude, und die Verteilung hat einen minimalen Wert. Wenn andererseits der Wert von der echten Hauptschlitzanfangssymbolposition verschoben ist, werden die Punkte von den durch ($\sqrt{18}$) bestimmten Positionen an verteilt, wie mit den Punkten 720b im Vektorwertdurchgangsdarstellung in Fig. 7(c) dargestellt. Die Verteilung bzw. Dispersion wäre in diesem Fall ein größerer Wert.

Um die echte Schlitzanfangsadresse dly0 zu ermitteln, wird die Verteilung berechnet, indem die Anfangspunktadresseposition erhöht wird und dann die Adreßposition mit der minimalen Dispersion aus diesem Dispersionsdaten ermittelt wird.

Bei diesen Anwendungsdaten wird so verfahren, daß der Vorgang in zwei Teile geteilt wird, um die Verarbeitungszeit zu verringern. Beim ersten Mal wird eine grobe Verteilung erreicht durch Lesen der Abtastdatenadresse in Intervallen mit einem Abstand von +9. Aus diesem Dispersionswert kann der kleinste Adreßwert 720c ermittelt werden. Beim zweiten Mal wird lediglich in dem Bereich 720d vor und nach dem kleinsten Adreßwert eine feinere Dispersion erreicht. Als Ergebnis kann der kleinste Dispersionsadreßwert 720c ermittelt werden. Dieser Adreßwert kann als Schlitzanfangsadresse dly0 verwendet werden. Diese Daten werden an die Frequenzfehlerdetektionskomponente 760 und an die Gesamtsymbolmodulations-/Parameterschätzkomponente 400 übergeben.

Als Ergebnis der Ermittlung der Schlitzsynchronisation wird jeder Synchronisation-/Pilotsymbol- (RPS-) Phasennennwert und I-Komponentendaten 315a und Q-Komponentendaten 316, die angenommen worden sind, bestimmt und definiert.

Die Frequenzfehlerdetektionskomponente 760 ermittelt den Trägermittenfrequenzfehler-Frequenzwert Δf und gibt dann die echte Trägermittenfrequenz Ωf_0 aus.

Zu diesem Zweck wird die oben beschriebene Schlitzanfangsadresse dly0 empfangen, es werden die I- und Q-Komponentendaten der Synchronisations-/Pilotsymbole (PS) aus dem asynchronen Ausgangsspeicher 714 gelesen, und der Phasenwinkel wird für jedes Symbol berechnet. Der Wert der Fehlerphasendaten $\theta[i]$ für jedes Symbol kann aus der Differenz zwischen dem oben erwähnten berechneten Phasenwinkel und dem Phasennennwinkel für jedes Standardvorschriftssymbol berechnet werden, wie in Fig. 16 dargestellt. Wenn diese Punkte aufgezeichnet werden, kann das Diagramm, das in Fig. 8 dargestellt ist, erstellt werden. Dabei bedeutet $\theta[i]$ der i-te Symbolphasenwinkel, die Differenz zu dem Phasennennwert. Da diese $\theta[i]$ -Daten getrennt werden, wird die Phasenlinie 761 durch die Berechnung erreicht, die die Dispersion minimiert (Minimalquadratverfahren). Aus der ermittelten Phasenlinie 761 kann die Differenz zu der Trägermittenfrequenz Ω oder die Fehlerfrequenz Δf ermittelt werden durch $\Delta f = \epsilon[\Delta\theta/(\theta[54]-\theta[1])]$. Die echte Trägermittenfrequenz Ωf_0 kann aus $\Omega + \Delta f$ ermittelt werden. Diese Daten werden an die Gesamtsymbolmodulations-/Parameterschätzkomponente 400 übergeben.

Als nächstes wird die Gesamtsymbolmodulations-/Parameterschätzkomponente 400 beschrieben.

Die Gesamtsymbolmodulations-/Parameterschätzkomponente besteht intern aus einer Gesamtkanalsynchronisations-IQ-Anfangswertdemodulationskomponente 401, einem Anfangswertextrahierer 402, einer Optimalparameterschätzkomponente 800, einer Gesamtsymbolmodulationskomponente 500 und einer Referenzdatenschätzkomponente 600.

Die Gesamtsymbolmodulations-/Parameterschätzkomponente 400 empfängt die Schlitzanfangsadresse dly0 und die Trägermittenfrequenz Ωf_0 von der Anfangssynchronisationskomponente 740. Die IQ-Daten 300a werden aus dem IQ-Speicher 300 gelesen, und A_x , Ω_x , B_x und ϕ_x werden ermittelt, um den Modulationsfehler ϵ zu minimieren. Die Gesamtsymbolmodulationsdaten $A[n]$ und $\theta[n]$ werden ermittelt, um den Modulationsfehler ϵ zu minimieren. Die Gesamtsymbolreferenzdaten $A_r[n]$ und $\theta_r[n]$ werden bestimmt. Diese Daten werden an die Modulationsgenauigkeitsmeßkomponente übergeben. "n" ist die Anzahl der Gesamtsymbole.

Vor der Beschreibung jedes einzelnen Abschnitts der Gesamtsymbolmodulations-/Parameterschätzkomponente 400 wird das Berechnungsverfahren (1)–(23) für die Parameter, die zur Minimierung des Modulationsfehlers ϵ verwendet werden, unten dargestellt. Die Berechnungsformeln (14), (15), (21) und (23) werden im Anfangswertextrahierer 402 oder in der Optimalparameterschätzkomponente 800 verwendet.

Die Symboloptimalparameterberechnungsformeln (1)–(23) und die Verfahren zur Approximationsberechnung werden nachstehend beschrieben.

Die Meßsignalsymbolkoordinaten werden folgendermaßen dargestellt:

$$a_{\text{mes}}(k) e^{j\theta_{\text{mes}}(k)} \quad (1)$$

Die Referenzsignalsymbolkoordinaten werden folgendermaßen dargestellt:

$$a_{\text{ref}}(k) e^{j\theta_{\text{ref}}(k)} \quad (2)$$

$k = 0, 1, \dots, N-1$ (N ist die Anzahl der Symbole). (Für digitales MCA gilt: $N = 60$.)

Nun werden die Parameter A_0 , ϕ_0 , θ_0 und Ω_0 berechnet, um die folgende Formel (3) zu minimieren.

$$\overline{\epsilon^2} = \sum_k \left| A_0 e^{j(\Omega_0 k + \theta_0)} \cdot a_{mes}(k) e^{j\theta_{mes}(k)} - B_0 - a_{ref}(k) e^{j\theta_{ref}(k)} \right|^2 \quad (3)$$

5

Die Definition der einzelnen Parameter lautet folgendermaßen:

A_0 : Verstärkung
 σ_0 : Dachschrägefaktor bzw. Abfall
 θ_0 : Phasenfehler
 Ω_0 : Frequenzfehler
 B_0 : IQ-Versatz (komplexe Zahl)

10

Es wird angenommen, daß der IQ-Versatz B_0 "0" ist, und die anderen Parameter werden berechnet, um die Formel (3) zu minimieren, und dann wird B_0 berechnet.

15

Zuerst wird angenommen, daß B_0 "0" ist, und die Formel (3) wird verändert. Dann wird die Formel (4) ermittelt.

20

$$\begin{aligned} \overline{\epsilon^2} &= \sum_k a_{ref}^2(k) \left| e^{-j(\Omega_0 k + \theta_0 - \theta_{mes}(k))} \left[\frac{A_0 a_{mes}(k) e^{j\Omega_0 k}}{a_{ref}(k)} - e^{j(\theta_{ref}(k) + \Omega_0 k + \theta_0 - \theta_{mes}(k))} \right] \right|^2 \\ &= \sum_k A_0 a_{mes}(k) a_{ref}(k) e^{j\Omega_0 k} \left[\left(\frac{A_0 a_{mes}(k) e^{j\Omega_0 k}}{a_{ref}(k)} \right) + \left(\frac{A_0 a_{mes}(k) e^{j\Omega_0 k}}{a_{ref}(k)} \right)^{-1} - \right. \\ &\quad \left. 2 \cos(\theta_{ref}(k) + \Omega_0 k + \theta_0 - \theta_{mes}(k)) \right] \quad (4) \end{aligned}$$

25

Die Approximationsformel (5) lautet, wenn $x = 1$ ist:

30

$$X + \frac{1}{X} = e^{\ln x} + e^{-\ln x} \approx 2 + (\ln x)^2 \quad (5)$$

35

und die Approximationsformel (6) lautet, wenn

$$\theta_{ref}(k) + \Omega_0 k + \theta_0 - \theta_{mes}(k) \approx 0$$

verwendet wird,

40

$$\cos(\theta_{ref}(k) + \Omega_0 k + \theta_0 - \theta_{mes}(k)) \approx 1 - \frac{1}{2} (\theta_{ref}(k) + \Omega_0 k + \theta_0 - \theta_{mes}(k))^2 \quad (6)$$

45

Aus Formel (4) entsteht folgende Formel:

50

$$\begin{aligned} \overline{\epsilon^2} &= \sum_k A_0 a_{mes}(k) a_{ref}(k) e^{j\Omega_0 k} \left[\left(\ln \left(\frac{A_0 a_{mes}(k) e^{j\Omega_0 k}}{a_{ref}(k)} \right) \right)^2 + \right. \\ &\quad \left. (\theta_{ref}(k) + \Omega_0 k + \theta_0 - \theta_{mes}(k))^2 \right] \quad (7) \end{aligned}$$

55

Wenn dabei

$$a_0 = \ln A_0, \quad A_{mes}(k) = \ln a_{mes}(k), \quad A_{ref}(k) = \ln a_{ref}(k)$$

60

$$d(k) = a_0 + \sigma_0 k + A_{mes}(k) - A_{ref}(k)$$

$$\Delta(k) = \theta_0 + \Omega_0 k + \theta_{ref}(k) - \theta_{mes}(k)$$

65

gesetzt wird, entsteht aus der Formel (7) folgende Formel:

$$\begin{aligned}\overline{\epsilon^2} &= \sum_k |d^2(k) + \Delta^2(k)| e^{2\sigma_0 k + \lambda_{mes}(k) + \lambda_{ref}(k)} \\ &= \sum_k |d^2(k) + \Delta^2(k)| e^{2\lambda_{ref}(k)} \cdot e^{d(k)}\end{aligned}\quad (8)$$

Es wird angenommen, daß $d(k)$ und Δk klein genug sind, und indem die Glieder dritter Ordnung oder darüber ignoriert werden, entsteht die Formel (9):

$$\begin{aligned}\overline{\epsilon^2} &= \sum_k |d^2(k) + \Delta^2(k)| e^{2\lambda_{ref}(k)} \\ &= \sum_k |(a_0 + \sigma_0 k + A_{mes}(k) - A_{ref}(k))^2 + \\ &\quad (\theta_0 + \Omega_0 k + \theta_{ref}(k) - \theta_{mes}(k))^2| e^{2\lambda_{ref}(k)}\end{aligned}\quad (9)$$

Es werden a_0 , σ_0 , θ_0 und Ω_0 gesucht, die die Formel (9) minimieren würden. Das heißt, dies kann erreicht werden, indem Nullen in die Formel eingesetzt werden, die für jeden Parameter differenziert worden ist, wie in (10)–(13) dargestellt:

$$\frac{\partial \overline{\epsilon^2}}{\partial a_0} = 2 \sum_k |a_0 + \sigma_0 k + A_{mes}(k) - A_{ref}(k)| e^{2\lambda_{ref}(k)} = 0 \quad (10)$$

$$\frac{\partial \overline{\epsilon^2}}{\partial \sigma_0} = 2 \sum_k k |a_0 + \sigma_0 k + A_{mes}(k) - A_{ref}(k)| e^{2\lambda_{ref}(k)} = 0 \quad (11)$$

$$\frac{\partial \overline{\epsilon^2}}{\partial \theta_0} = 2 \sum_k |\theta_0 + \Omega_0 k + \theta_{ref}(k) - \theta_{mes}(k)| e^{2\lambda_{ref}(k)} = 0 \quad (12)$$

$$\frac{\partial \overline{\epsilon^2}}{\partial \Omega_0} = 2 \sum_k k |\theta_0 + \Omega_0 k + \theta_{ref}(k) - \theta_{mes}(k)| e^{2\lambda_{ref}(k)} = 0 \quad (13)$$

Die Formeln (10) und (11) sind Simultangleichungen für a_0 und $(= 1nA_0)$. Beim Lösen von A_0 und σ_0 entsteht die folgende Gleichung:

$$\begin{aligned}\begin{pmatrix} 1n A_0 \\ \sigma_0 \end{pmatrix} &= - \left[\begin{pmatrix} \sum_k k e^{2\lambda_{ref}(k)} & \sum_k e^{2\lambda_{ref}(k)} \\ \sum_k k^2 e^{2\lambda_{ref}(k)} & \sum_k k e^{2\lambda_{ref}(k)} \end{pmatrix} \right]^{-1} \begin{pmatrix} \sum_k |A_{mes}(k) - A_{ref}(k)| e^{2\lambda_{ref}(k)} \\ \sum_k k |A_{mes}(k) - A_{ref}(k)| e^{2\lambda_{ref}(k)} \end{pmatrix} \quad (14)\end{aligned}$$

Ebenso entsteht beim Lösen von θ_0 und Ω_0 mittels der Formeln (12) und (13) die folgende Formel:

$$\begin{bmatrix} \theta_0 \\ \Omega_0 \end{bmatrix} = - \left[\left| \sum_k k e^{2\lambda_{ref}(k)} \right|^2 - \left| \sum_k e^{2\lambda_{ref}(k)} \right| \cdot \left| \sum_k k^2 e^{2\lambda_{ref}(k)} \right| \right]^{-1}$$

$$\begin{bmatrix} -\sum_k k^2 e^{2\lambda_{ref}(k)} & \sum_k k e^{2\lambda_{ref}(k)} \\ \sum_k k e^{2\lambda_{ref}(k)} & -\sum_k e^{2\lambda_{ref}(k)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \sum_k |\theta_{ref}(k) - \theta_{mes}(k)| e^{2\lambda_{ref}(k)} \\ \sum_k k |\theta_{ref}(k) - \theta_{mes}(k)| e^{2\lambda_{ref}(k)} \end{bmatrix} \quad (15)$$

Die vier anderen Parameter neben dem IQ-Versatz B_0 werden aus den Formeln (14) und (15) berechnet. Zum Schluß wird der IQ-Versatz B_0 ermittelt:

$$X_{mes}(k) \equiv \text{Re}[A_0 e^{j\omega_k} - j(\Omega_0 k + Q_0)] \cdot a_{mes}(k) e^{j\phi_{mes}(k)}$$

$$Y_{mes}(k) \equiv \text{Im}[A_0 e^{j\omega_k} - j(\Omega_0 k + Q_0)] \cdot a_{mes}(k) e^{j\phi_{mes}(k)}$$

$$X_{ref}(k) \equiv \text{Re}[a_{ref}(k) e^{j\phi_{ref}(k)}], \quad Y_{ref}(k) \equiv \text{Im}[a_{ref}(k) e^{j\phi_{ref}(k)}]$$

$$I_0 \equiv \text{Re}[B_0], \quad Q_0 \equiv \text{Im}[B_0]$$

Wenn die oben beschriebenen Werte eingesetzt werden, wird aus der Formel (3) folgende Formel:

$$\begin{aligned} \overline{\epsilon^2} &= \sum_k \left| (X_{mes}(k) + jY_{mes}(k)) - (X_{ref}(k) + jY_{ref}(k)) - (I_0 + jQ_0) \right|^2 \\ &= \sum_k ((X_{mes}(k) - X_{ref}(k) - I_0)^2 + (Y_{mes}(k) - Y_{ref}(k) - Q_0)^2) \end{aligned} \quad (16)$$

I_0 und Q_0 , die die Formel (16) minimieren würden, können durch Lösen der folgenden Formel ermittelt werden:

$$\frac{\partial \overline{\epsilon^2}}{\partial I_0} = 2 \sum_k (X_{mes}(k) - X_{ref}(k) - I_0) = 0 \quad (17)$$

$$\frac{\partial \overline{\epsilon^2}}{\partial Q_0} = 2 \sum_k (Y_{mes}(k) - Y_{ref}(k) - Q_0) = 0 \quad (18)$$

Wenn k auf $0, 1, \dots, N-1$ (N ist die Anzahl der Symbole) gesetzt wird und eine Lösung für I_0 und Q_0 gefunden wird, entsteht die folgende Formel:

$$I_0 = \frac{1}{N} \sum_k (X_{mes}(k) - X_{ref}(k)) \quad (19)$$

$$Q_0 = \frac{1}{N} \sum_k (Y_{mes}(k) - Y_{ref}(k)) \quad (20)$$

Daher entsteht die Formel:

$$B_0 = \frac{1}{N} \sum_k [(X_{mes}(k) + jY_{mes}(k)) - (X_{ref}(k) + jY_{ref}(k))] \quad (21)$$

Die Modulation und Demodulation bei digitalen Signalen ist zum größten Teil "0" für den Dachschrägefaktor σ_0 und den IQ-Versatz B_0 , und sie können ignoriert werden. Wenn also die optimalparameterstandardwerte aus den Synchronisations-/Pilotsymbolen geschätzt werden, werden σ_0 und B_0 ignoriert.

Aus den Formeln (10) und (11) für a_0 und σ_0 entsteht eine Formel (22)

$$\frac{\partial \bar{\epsilon}^2}{\partial a_0} = 2 \sum_k |a_0 + A_{\text{mes}}(k) - A_{\text{ref}}(k)| e^{2\lambda_{\text{ref}}(k)} = 0 \quad (22)$$

Bei der Lösung für $a_0 (= \ln A_0)$ gilt:

$$\ln A_0 = - \frac{\sum_k |A_{\text{mes}}(k) - A_{\text{ref}}(k)| e^{2\lambda_{\text{ref}}(k)}}{\sum_k e^{2\lambda_{\text{ref}}(k)}} \quad (23)$$

Die anderen Parameter θ_0 und Ω_0 sind die gleichen wie bei der Formel (15).

Bei den Formeln (1)–(23) wurde k auf $\{0, 1, \dots, N-1\}$ gesetzt, doch k kann auf $k = 0, 1, 2, 6, 14, \dots$ gesetzt werden, um k auf spezifische Symbole zu beschränken, um die Parameter schneller zu definieren.

Zunächst wird die Gesamtkanal-Synchronisations-IQ-Standardwertdemodulationskomponente 401 beschrieben.

Die Gesamtkanal-Synchronisations-IQ-Demodulationskomponente 401 besteht aus dem für den Kanal 1 bestimmten Mischer 421, dem für den Kanal 2 bestimmten Mischer 422, dem für den Kanal 3 bestimmten Mischer 423, dem für den Kanal 4 bestimmten Mischer 424 und dem Strecken-Nyquist-Filter 431-434, wie in Fig. 5 dargestellt. Dann werden die Schlitzanfangsadresse $dly0$ und die Trägermittelfrequenz Ωf_0 empfangen, und die IQ-Daten 300a werden aus den IQ-Speicher gelesen. Nach dem Umsetzen dieser Daten in Synchronisations-/Pilotsymbole (PS) für die vier Kanäle zu I- und Q-Komponenten werden die Amplitude $A[i[n]]$ und der Phasenwinkel $\theta[i[n]]$ demoduliert.

In Kanal 1 wird mit der $\Omega f_0 - 6,75$ -kHz-Frequenz und den 32-kHz-IQ-Daten 300a eine Abwärtsumsetzung der Daten in das Basisband mit dem für den Kanal 1 bestimmten Mischer 421 durchgeführt. Dann werden die Daten mit dem Strecken-Nyquist-Filter 431 gefiltert. Aus den ermittelten I- und Q-Komponentendaten werden die Amplitude $A[i[n]]$ und der Phasenwinkel $\theta[i[n]]$ berechnet, und diese Daten werden an den Standardwertextrahierer 402 übergeben.

In Kanal 2 wird ebenso mit der $\Omega f_0 - 2,25$ -kHz-Frequenz und den 32-kHz-IQ-Daten 300a eine Abwärtsumsetzung der Daten in das Basisband mit dem für den Kanal 2 bestimmten Mischer 422 durchgeführt. Dann werden die Daten mit dem Strecken-Nyquist-Filter 432 gefiltert. Die Amplitude $A[i[n]]$ und der Phasenwinkel $\theta[i[n]]$ werden aus den I- und Q-Komponentendaten ermittelt, und diese Daten werden an den Standardwertextrahierer 402 übergeben.

In Kanal 3 wird ebenso mit der $\Omega f_0 + 2,25$ -kHz-Frequenz und den 32-kHz-IQ-Daten 300a eine Abwärtsumsetzung der Daten in das Basisband mit dem für den Kanal 3 bestimmten Mischer 423 durchgeführt. Darin werden die Daten mit dem Strecken-Nyquist-Filter 433 gefiltert. Die Amplitude $A[i[n]]$ und der Phasenwinkel $\theta[i[n]]$ werden aus den I- und Q-Komponentendaten ermittelt, und diese Daten werden an den Standardwertextrahierer 402 übergeben.

In Kanal 4 wird ebenso mit der $\Omega f_0 + 6,75$ -kHz-Frequenz und den 32-kHz-IQ-Daten 300a eine Abwärtsumsetzung der Daten in das Basisband mit dem für den Kanal 4 bestimmten Mischer 424 durchgeführt. Dann werden die Daten mit dem Strecken-Nyquist-Filter 434 gefiltert. Die Amplitude $A[i[n]]$ und der Phasenwinkel $\theta[i[n]]$ werden aus den I- und Q-Komponentendaten ermittelt, und diese Daten werden an den Standardwertextrahierer 402 übergeben.

Der Standardwertextrahierer 402 empfängt die Amplitude $A[i[n]]$ und den Phasenwinkel $\theta[i[n]]$ (die ermittelt worden sind, wie oben beschrieben) für die Synchronisations-/Pilotsymbole für jeden Kanal. Dann werden die Standardwertdaten A_{in} , θ_{in} , Ω_{in} und σ_{in} mit der Berechnungsformel (15) und (23) berechnet.

Dabei ist A_{in} die Verstärkungskonstante, und der Wert wird ermittelt, indem man annimmt, daß das Synchronisations-/Pilotsymbol (PS) auf $(\sqrt{18})$ liegt. θ_{in} ist die Standardphase, und der Phasenwert für die Symbolnummer 1 in Fig. 16 wird verwendet. Ω_{in} ist die Standardträgerfrequenz, und der Standardwert ist die Trägermittelfrequenz Ωf_0 aus der Standardsynchronisationskomponente 740. σ_{in} ist der Impulsbündel-Dachschrägefaktor, und der Standardwert ist "0". Diese Standardwertdaten werden an die Optimalparameterschätzkomponente 800 als die Anfangsparameter in der Berechnung übergeben, um den Modulationsfehler ϵ zu minimieren.

Als nächstes wird die Gesamtsymboldemodulationskomponente 500 beschrieben.

Die Gesamtsymboldemodulationskomponente 500 besteht aus einem für den Kanal 1 bestimmten Mischer 521, einem für den Kanal 2 bestimmten Mischer 522, einem für den Kanal 3 bestimmten Mischer 523, einem für den Kanal 4 bestimmten Mischer 524, einem Strecken-Nyquist-Filter 531-534, einem Kanaldemodulationsspeicher 741, einem für den Kanal 2 bestimmten Demodulationsspeicher 742, einem für den Kanal 3 bestimmten Demodulationsspeicher 743 und einem für den Kanal 4 bestimmten Demodulationsspeicher 744, wie in Fig. 6 dargestellt.

Die Gesamtsymboldemodulationskomponente 500 empfängt die Schlitzanfangsadresse $dly0$ und die Demodulationsfrequenzfunktion $\Omega f(x)$ aus der Optimalparameterschätzkomponente 800. Die IQ-Daten 300a werden aus dem IQ-Speicher 300 gelesen. Die Amplitude $A[n]$ und der Phasenwinkel $\theta[n]$ für alle Symbole der vier Kanäle werden demoduliert und im Demodulationsspeicher 741–744 gespeichert. Für eine Demodulationsfrequenzfunktion $\Omega f(x)$, die an jeden Mischer übergeben worden ist, wird für die erstmalige Ausführung die Trägermittelfrequenz Ωf_0 aus der Anfangssynchronisationskomponente 740 verwendet.

Vom zweiten Mal an wird die Demodulationsfrequenzfunktion $\Omega f(x)$ aus der Optimalparameterschätzkomponente 800 zur Demodulation verwendet.

Der Kanal eins speichert die Amplitude $A[n]$ und den Phasenwinkel $\theta[n]$, die aus der Verarbeitung mit dem für den Kanal 1 bestimmten Mischer 521 und dem Strecken-Nyquist-Filter 531 ermittelt wurden, im für den Kanal 1 bestimmten Demodulationsspeicher 741, wie in Fig. 6 dargestellt. Der Kanal zwei speichert die Daten ebenso im für den Kanal 2 bestimmten Demodulationsspeicher 742, nachdem unter Verwendung des für den Kanal 2 bestimmten Mischers 522 und des Strecken-Nyquist-Filters 532 eine Demodulation durchgeführt worden ist. Der Kanal drei speichert die Daten im für den Kanal 3 bestimmten Demodulationsspeicher 743, nachdem unter Verwendung des für den Kanal 3 bestimmten Mischers 523 und des Strecken-Nyquist-Filters 533 eine Demodulation durchgeführt worden ist. Der Kanal vier speichert die Daten im für den Kanal 4 bestimmten Demodulationsspeicher 744, nachdem unter Verwendung des für den Kanal 4 bestimmten Mischers 524 und des Strecken-Nyquist-Filters 534 eine Demodulation durchgeführt worden ist.

Die Daten der Amplitude $A[n]$ und des Phasenwinkels $\theta[n]$ im Demodulationsspeicher werden von der Optimalparameterschätzkomponente 800, der Referenzdatenschätzkomponente 600 und der Modulationsgenauigkeitsberechnungskomponente 900 zwecks Weiterverwendung gelesen.

Als nächstes wird die Referenzdatenschätzkomponente 600 beschrieben.

Die Referenzdatenschätzkomponente 600 verwendet die oben beschriebene Amplitude $A[n]$ und den Phasenwinkel $\theta[n]$, die von der Gesamtsymboldemodulationskomponente 500 ermittelt worden sind, um die entsprechenden Standardsymbolpunkte zu bestimmen oder die Punkte bereitzustellen. Für die Informationssymbole (IS) wird der optimale Wert aus den 16 Standardtypen von Symbolen (RIS) bestimmt, wie in Fig. 12 dargestellt. Für die Synchronisations-/Pilotsymbole (PS) wird der Nennwert $A_r[n] = (\sqrt{18})$ bereitgestellt, und es werden der Synchronisations-/Pilotsymbol-(RPS-)Phasennennwert entsprechend jeder Symbolnummer für $\theta[n]$ bereitgestellt. Die hier ermittelten Referenzsymboldaten $A_r[n]$ und $\theta_r[n]$ werden an die Optimalparameterschätzkomponente 800 und die Modulationsgenauigkeitsberechnungskomponente 900 übergeben. Das Optimumberechnungsverfahren für das Informationssymbol (IS) ist das Maximum-Likelihood-Entscheidungsverfahren, das aus der Modulation von Mehrfachwertmodulationssignalen bekannt ist.

Als nächstes wird die Optimalparameterschätzkomponente 800 beschrieben. Um den optimalen Parameter zu schätzen, wird der Wert durch Mehrfachschätzungen angenähert. Soll der Wert an einen Minimalmodulationsgenauigkeitswert ε angenähert werden, wird die Annäherung durch etwa dreimalige Wiederholung der Optimalparameterschätzungen möglich.

Bei der ersten Optimalparameterschätzung werden die Standarddaten θ_{in} , ε_{in} , B_{in} und σ_{in} aus dem Standardwertextrahierer 402 verwendet. Diese Daten, die Referenzdaten $A_r[n]$ und $\theta_r[n]$ aus der Referenzdatenschätzkomponente 600 und die demodulierten Daten 714a–744a für alle Symbole für alle Kanäle aus der Gesamtsymboldemodulationskomponente 500 werden empfangen. Die optimalen Parameter A_x , θ_x , Ω_x , B_x und σ_x werden unter Verwendung der Formeln (14), (15) und (21) berechnet, um den Modulationsgenauigkeitsfehler ε zu minimieren. Dann wird aus dem optimalen Parameter die Demodulationsfrequenzfunktion $\Omega f(x)$ ermittelt, und diese Daten werden an die Gesamtsymboldemodulationskomponente 500 übergeben.

Hierbei ist die Demodulationsfrequenzfunktion $\Omega f(x)$ die Funktion für die 32-kHz-Frequenz-Signale mit den Parametern Verstärkungskonstante A_x , Anfangsphase θ_x , Trägerfrequenz Ω_x und Impulsbündel-Dachschrägefaktor σ_x .

Um die optimalen Parameter vom zweiten Mal an zu schätzen, werden die optimalen Parameter A_x , θ_x , Ω_x , B_x und σ_x verwendet, die ermittelt worden sind, wie oben beschrieben. Diese und die vorherige Demodulationsfrequenzfunktion $\Omega f(x)$ werden an die Gesamtsymboldemodulationskomponente 500 übergeben. Die neuen demodulierten Daten $A[n]$ und $\theta[n]$ werden empfangen und wiederum an die Referenzdatenschätzkomponente 600 übergeben. Die festgelegten neuen Referenzdaten $A_r[n]$ und $\theta_r[n]$ werden empfangen, und die optimalen Parameter A_x , θ_x , Ω_x , B_x und σ_x , mit denen der Modulationsfehler ε minimiert werden soll, werden aus den Formeln (14), (15) und (21) ermittelt, wie es oben bereits erfolgt ist. Die Demodulationsfrequenzfunktion $\Omega f(x)$ wird unter Verwendung dieser optimalen Parameter berechnet und wiederum an die Gesamtsymboldemodulationskomponente 500 übergeben.

Durch dreimalige Wiederholung dieser Schätzung wird der Modulationsgenauigkeitswert ε normalerweise angenähert. Als Ergebnis werden die optimalen Parameter A_x , θ_x , Ω_x , B_x und σ_x , die verwendet werden, um den Modulationsfehler ε zu minimieren, schließlich ermittelt. Diese optimalen Parameter werden an den nächsten Schritt übergeben, der die Modulationsgenauigkeitsberechnungskomponente 900 ist.

Das Verfahren zur Ermittlung der optimalen Parameter verwendet die lineare Rekursion für die DQOSK-Modulationssignalebewertungsvorrichtung (japanische Patentanmeldung Nr. 12 305/1993).

Als nächstes wird die Modulationsgenauigkeitsberechnungskomponente 900 beschrieben.

Die Modulationsgenauigkeitsberechnungskomponente 900 empfängt die Referenzdaten $A_r[n]$ und $\theta_r[n]$, die in der oben beschriebenen Referenzdatenschätzkomponente 600 festgelegt worden sind, und die Demodulationsdaten $A[n]$ und $\theta[n]$ für alle Symbole für alle Kanäle. Die Modulationsgenauigkeit ε wird unter Verwendung der Modulationsfehlerberechnungsmethode 31 berechnet. Dann wird der Fehler für jedes Symbol ermittelt und an die Ausgabekomponente 230 übergeben. Hierbei sind die Symbole für die Parameter in der Formel (31) folgende: $VO = B_x$, $\alpha = A_0$ und $\phi = \theta_x$.

Bei Bedarf wird außerdem Δdly zur Schlitzstartadresse dly_0 addiert, wie in Fig. 1 dargestellt. Die Schlitzanfangspositionen werden an den Adreßpositionen ± 1 geändert, und diese werden an die Gesamtsymboldemodulations-/Parameterschätzkomponente 400 übergeben, und die Demodulation wird erneut durchgeführt. Dann werden die Daten, die den Modulationsfehler ε minimieren würden, gewählt und können als Ausgabedaten für die Ausgabekomponente 230 verwendet werden.

Zum Schluß wird die Ausgabekomponente 230 beschrieben.

Die Ausgabekomponente 230 setzt die Ergebnisse der analytischen Daten in Daten im Ausgabeformat für jeden Typ um, und dann werden die Daten nach draußen ausgegeben. Die Gesamtmeßsteuerung wird vom Controller 280 durchgeführt.

Die Ausgangskomponente 230 gibt den Modulationsgenauigkeitswert ϵ nach draußen aus. Bei Bedarf können auch die Informationsdaten, z. B. die Referenzdaten $A_r[n]$ und $\theta_r[n]$, und die Demodulationsdaten $A[n]$ und $\theta[n]$ für alle Symbole verarbeitet und in jeden Typ von Ausgabeformatdaten umgesetzt und dann ausgegeben werden. Beispielsweise können diese Daten die Bildschirmanzeigeformatdaten, z. B. die Vektorfehlerbandbreite, die Phasenwellenform, die Vektorfehler-FFT, das I-Muster, Konstellationen usw., sein.

Die zweite Ausführungsform der Erfindung wird nachstehend mit Bezug auf die Figuren beschrieben.

Die zweite Ausführungsform der Erfindung erfolgt unter Verwendung des Frequenzumsetzers 190 und unter Verwendung des Spektrumsanalysators als Anzeigeverfahren. Die Beschreibung erfolgt nachstehend mit Bezug auf Fig. 9.

Das System besteht aus dem Spektrumsanalysator 110, der Meßkomponente 200, der SPA-I/F 235, der externen Schnittstellenkomponente 113 und dem Anzeigecontroller 115.

Was den Anschluß betrifft, so ist der Ausgangsanschluß der DUT 100 mit dem Eingangsanschluß des Frequenzumsetzers 111 des Spektrumsanalysators 110 verbunden. Der Ausgangsanschluß des Frequenzumsetzers 111 ist mit dem Eingangsanschluß der Meßkomponente 200 verbunden. Der Ausgangsanschluß der Meßkomponente 200 ist mit dem Eingangsanschluß der SPA-I/F 235 verbunden. Der Ausgangsanschluß der SPA-I/F 235 ist mit dem Ausgangsanschluß der externen Schnittstelle 113 des Spektrumsanalysators 110 verbunden. Der Ausgangsanschluß der externen Schnittstelle 113 ist mit dem Eingangsanschluß des Anzeigecontrollers 115 verbunden.

Der Spektrumsanalysator empfängt die Signale von der DUT 100 über den Eingangsanschluß des Spektrumsanalysators. Diese werden dann herabgesetzt in die Frequenz $f_{202} = 21,42$ MHz, und zwar unter Verwendung der in den Spektrumsanalysator eingebauten Funktion des Frequenzumsetzers 111. Diese Signale werden vom Ausgangsanschluß abgegeben und an die Meßkomponente 200 übergeben.

Die Meßkomponente 200 hat den gleichen Aufbau wie die erste Ausführungsform. Die Modulationsgenauigkeitsdaten ϵ oder andere Meßdaten werden von der Ausgabekomponente 230 ausgegeben und an die SPA-I/F 235 übergeben. Die SPA-I/F 235 empfängt diese Daten und setzt sie in Signale um, die der externen Schnittstellenkomponente 113 des Spektrumsanalysators 110 entsprechen. Diese Signale werden dann an die externe Schnittstellenkomponente 113 übergeben.

Die externe Schnittstellenkomponente 113 des Spektrumsanalysators 110 empfängt die Signale von der SPA-I/F 235 und übergibt sie an den Anzeigecontroller 115. Der Anzeigecontroller 115 empfängt diese Signale, setzt sie in das Format jedes Typs für die DMCA-Modulationsgenauigkeit um und gibt sie dann entsprechend dem Ausgabeformat an den Ausgabebildschirm 116 weiter. Dabei werden kontinuierliche Messungen und Anzeigen durchgeführt.

Bei der Beschreibung der ersten Ausführungsform wurde das Verfahren zum Detektieren der Schlitzsynchronisationspunkte der Schlitzsynchronisationsdetektionskomponente 720 durchgeführt, indem der Vorgang in zwei Vorgänge unterteilt wurde, um die Schlitzsynchronisationspunkte schneller zu ermitteln; die Vorgänge waren eine grobe Dispersion und eine genaue Dispersion.

Die Dispersion kann auch auf einmal direkt für alle Daten ermittelt werden, und diese Dispersion kann als der minimale Adreßwert, d. h. als die Schlitzstartadresse $dly0$, angesehen werden.

Die Erfindung ist so aufgebaut, wie oben beschrieben, so daß die Wirkungen von diesem Punkt an beschrieben werden.

Die Anzahl der Wiederholungen der Optimalparameterschätzung, die verwendet werden, um die Modulationsgenauigkeit ϵ anzunähern, kann auf folgende Weise verringert werden: Die Synchronisations-IQ-Standardwert-Demodulationskomponente 401 für alle Kanäle und der Standardwertextrahierer 402 werden an die Optimalparameterschätzkomponente 800 übergeben, und die optimalen Parameter A_{in} , θ_{in} , Ω_{in} , B_{in} und σ_{in} werden als die groben Standardwerte für die Berechnung übergeben. Als Ergebnis kann die Zykluszeit für die Meßanalyse verkürzt werden.

Durch Gewinnung der Trägermittelfrequenz Ω_{f0} mit sehr wenig Fehlern aus der Anfangssynchronisationskomponente 740 ergibt sich außerdem eine Verbesserung der Berechnungsgeschwindigkeit.

Die Optimalparameterschätzberechnungszeit kann außerdem verkürzt werden, indem die Standardwerte A_{in} , θ_{in} , Ω_{in} , B_{in} und σ_{in} als optimale Parameter bereitgestellt werden und für die Formeln (14), (15), (21) und (23) approximiert werden.

Große Vorteile können erzielt werden, wenn die großen Datenmengen verarbeitet werden, die mit dem AD-Umsetzer 220 in der Meßkomponente 200 direkt abgetastet und die analysierten Ergebnisse ausgegeben werden.

Bei der zweiten Ausführungsform können Vorteile erreicht werden, wenn die Standardfrequenzumsetzungsfunktionen, die im Spektrumsanalysator 110 installiert sind, genutzt werden. Durch Hinzufügung des Anzeigecontrollers 115 und der SPA-I/F 235 kann ein einfaches und billiges und kleines System aufgebaut werden.

Patentansprüche

1. Digitale Modulationsanalysevorrichtung zum Messen der Modulationsgenauigkeit eines digitalen MCA-(Mehrkanaalzugriffs-)Signals, das von einer im Test befindlichen Vorrichtung (DUT) für eine digitale Übertragung erzeugt wird, mit:
einem Frequenzumsetzer (190), der das Signal von der DUT empfängt und das Signal in ein erstes Zwischenfrequenzsignal umsetzt;

einem Abtastteil (25), der das erste Zwischenfrequenzsignal von dem Zwischenfrequenzumsetzer (190) empfängt und das erste Zwischenfrequenzsignal in ein zweites Zwischenfrequenzsignal umsetzt, dessen Frequenz niedriger ist als die des ersten Zwischenfrequenzsignals, um das zweite Zwischenfrequenzsignal in einem Speicher zu speichern;

5 einem Hilbert-Umsetzer (310), der ein ankommendes Signal mittels eines Quadrantenmodulationsdetektionsvorgangs in I-Signalkomponenten und Q-Signalkomponenten umsetzt;

einem Anfangssynchronisationsteils (740), der die I-Signal- und die Q-Signalkomponenten empfängt, um eine Trägermittelfrequenz (Ωf_0) und eine Schlitzsynchronisationsadresse (dly0) zu bestimmen;

10 einem Gesamtsymbolmodulations-/Parameterschätzteil (400), der ein Signal von dem Anfangssynchronisationsteil (740) und die I-Signal- und Q-Signalkomponenten empfängt und optimale Parameter, wie Verstärkungskonstante A_x , Anfangsphase θ_x , Trägerfrequenz Ω_x und Signalbündel-Dachschrägefaktor σ_x , bestimmt, um den Modulationsfehler ε zu minimieren, wobei der Schätzteil Demodulationsdaten für alle Symbole, wie Vektorwert $A[n]$ und Phasenwinkel $\theta[n]$ für Symbolnummer n , demoduliert und Referenzdaten für alle diese Symbole, wie Referenzsymbolvektorwert $A_r[n]$ und Referenzsymbolphasenwinkelwert $\theta_r[n]$, bestimmt; und

15 einer Modulationsgenauigkeitsberechnungskomponente (900), die ein Signal von der Gesamtsymbolmodulations-/Parameterschätzkomponente (400) empfängt und Modulationsgenauigkeitsdaten ε und/oder Modulationsfehlerdaten für jedes Symbol berechnet.

2. Digitale Modulationsanalysevorrichtung nach Anspruch 1, ferner mit:

20 einem Spektrumsanalysator, der einen Frequenzumsetzer (111) aufweist, um das Signal aus der DUT in ein vorbestimmtes Zwischenfrequenzsignal umzusetzen, wobei der Spektrumsanalysator einen Anzeigecontroller (115) aufweist, der ein Signal von einem Meßteil (200) in Modulationsfehlerbildschirmanzeigedaten umsetzt;

25 wobei das Meßteil (200) aus dem Abtastteil (250), dem Hilbert-Umsetzer (31), dem Anfangssynchronisationsteil (740), dem Gesamtsymbolmodulations-/Parameterschätzteil (400) und dem Modulationsgenauigkeitsberechnungsteil (900) besteht.

Hierzu 12 Seite(n) Zeichnungen

Fig. 1

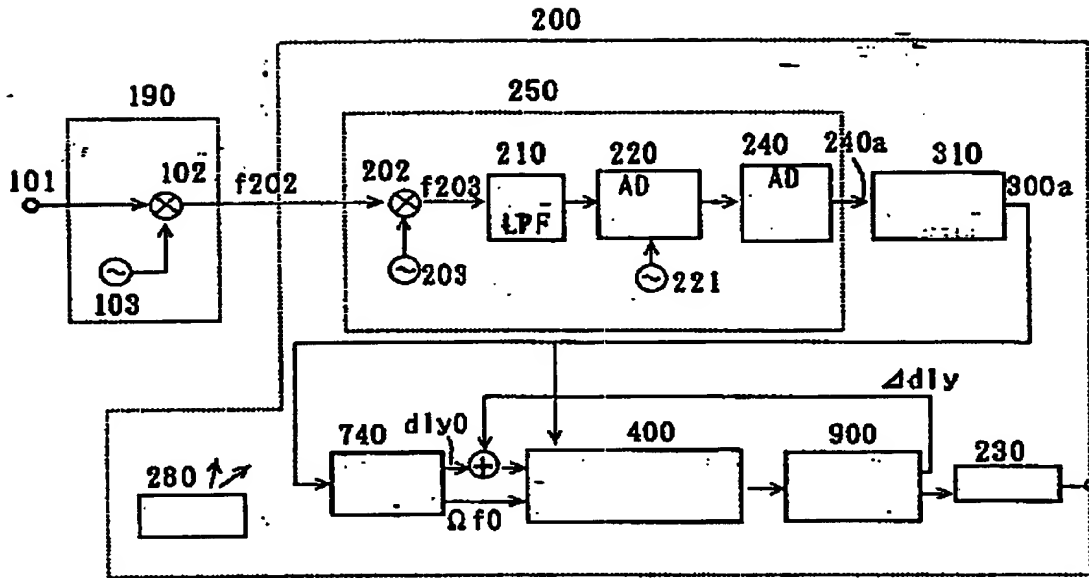
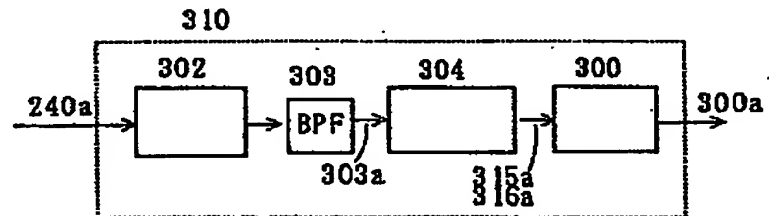


Fig. 2

(a)



(b)

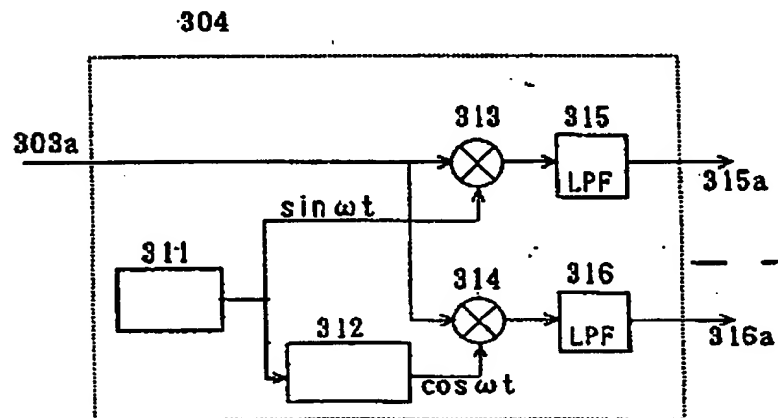


Fig. 3

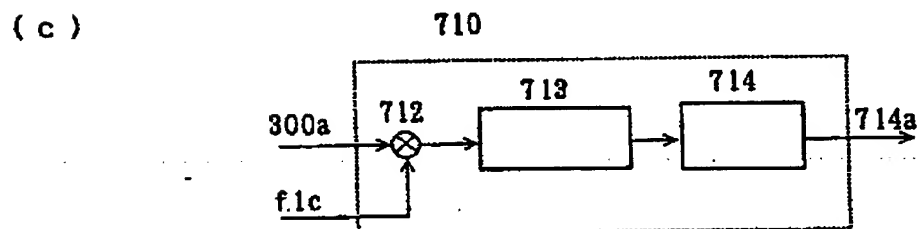
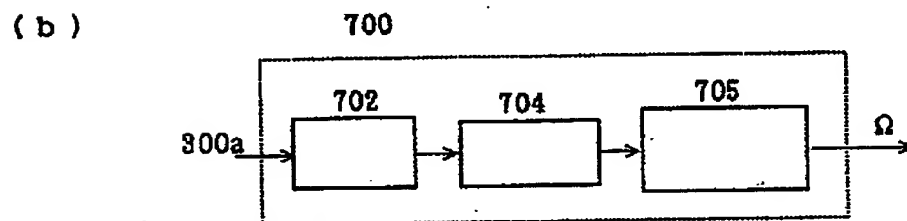
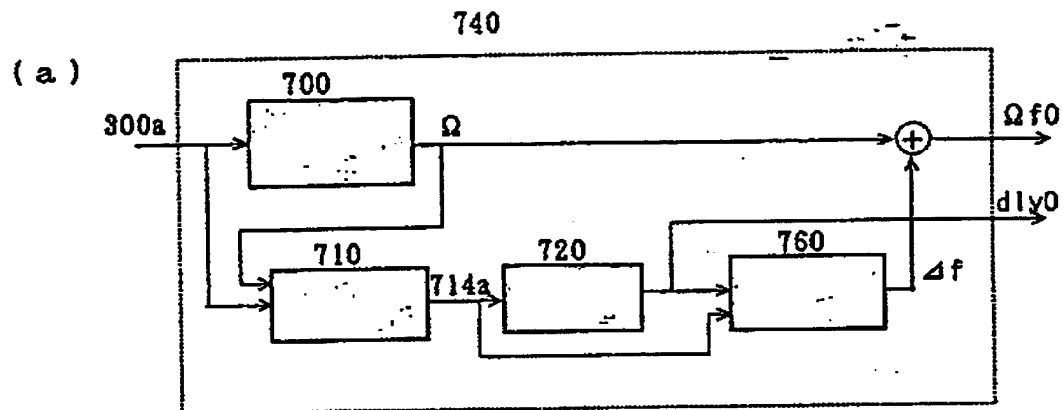


Fig. 4

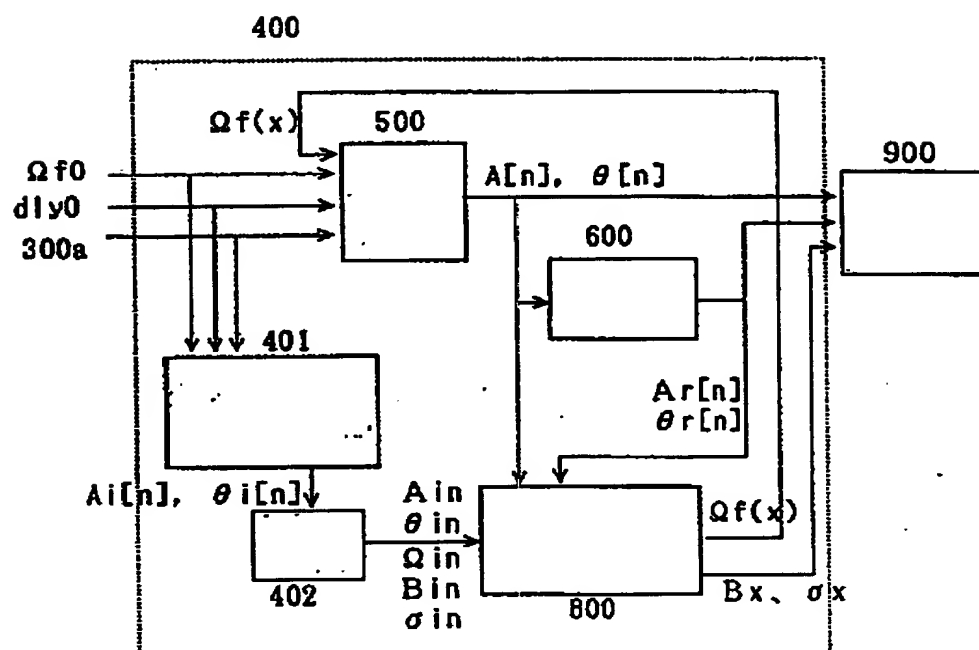


Fig. 5

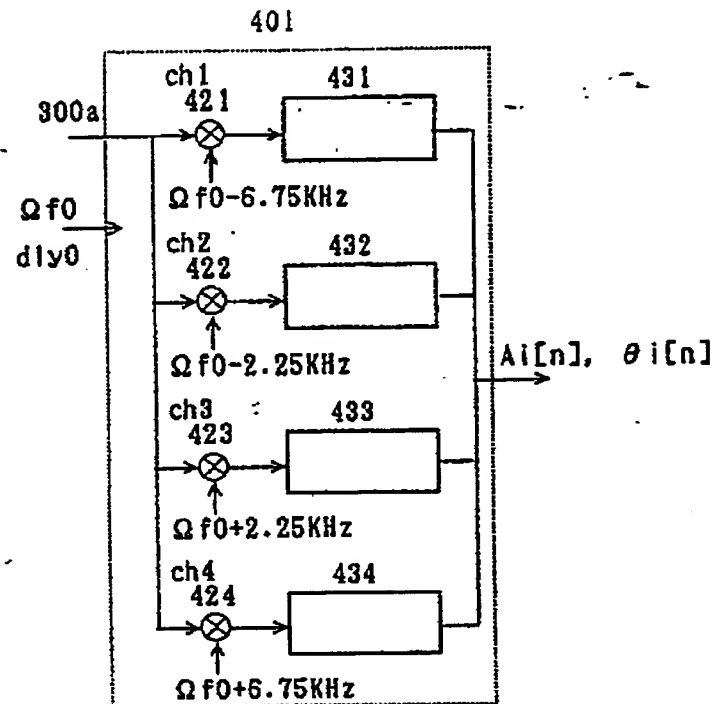


Fig. 6

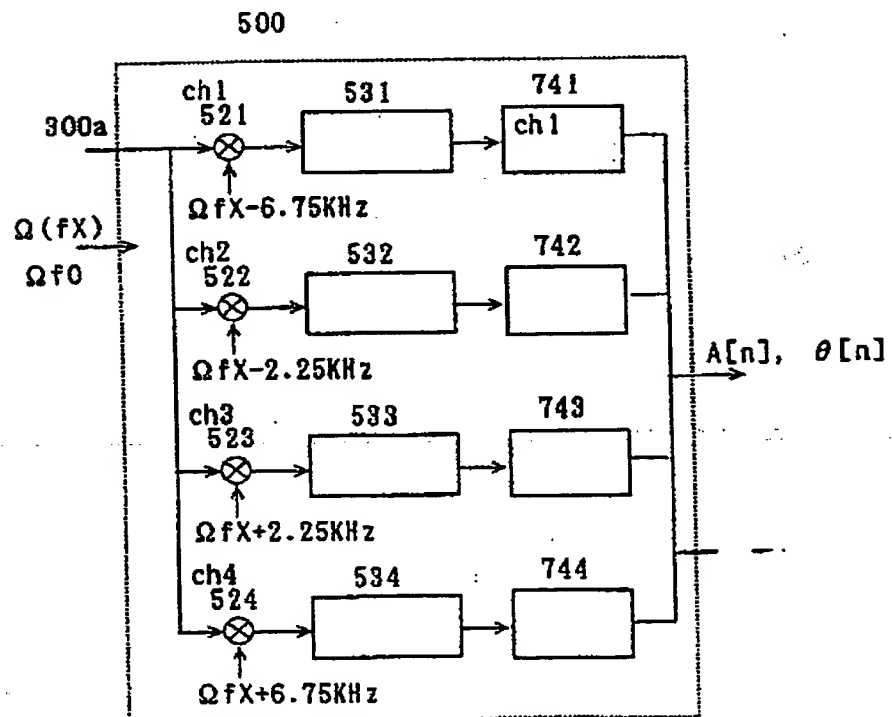


Fig. 7

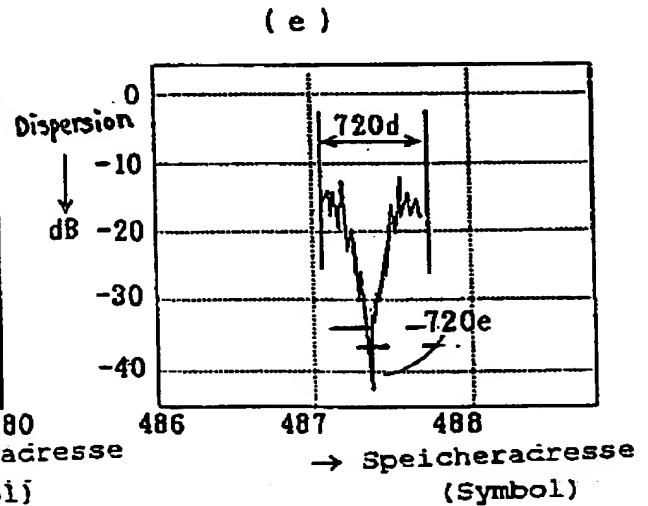
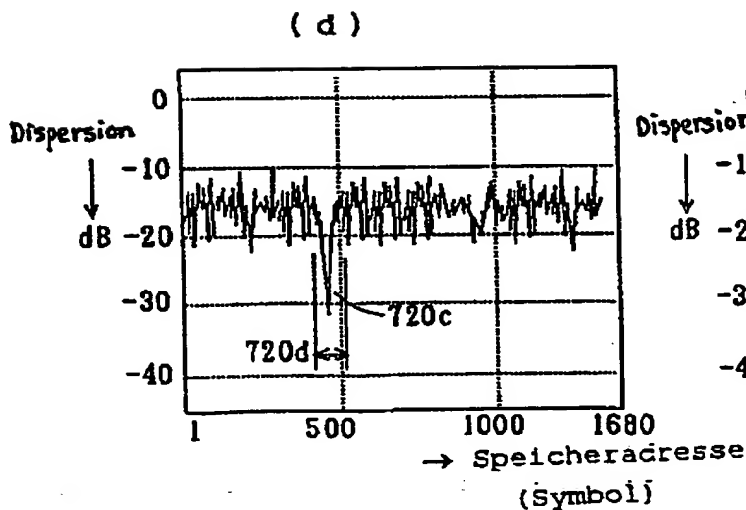
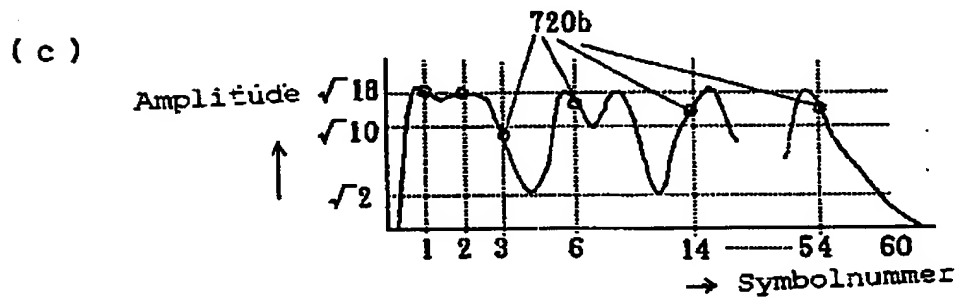
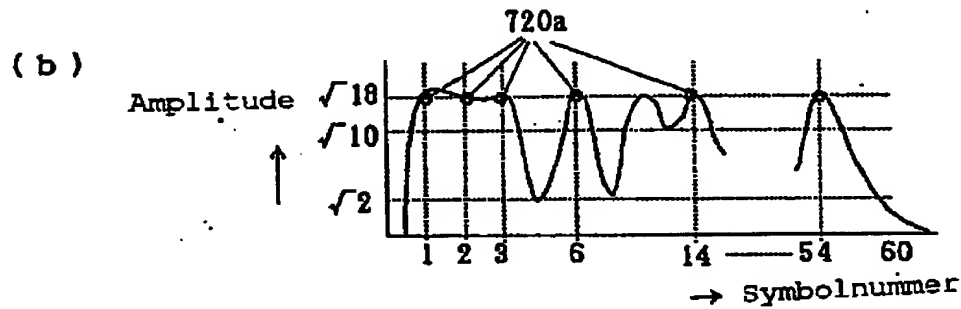
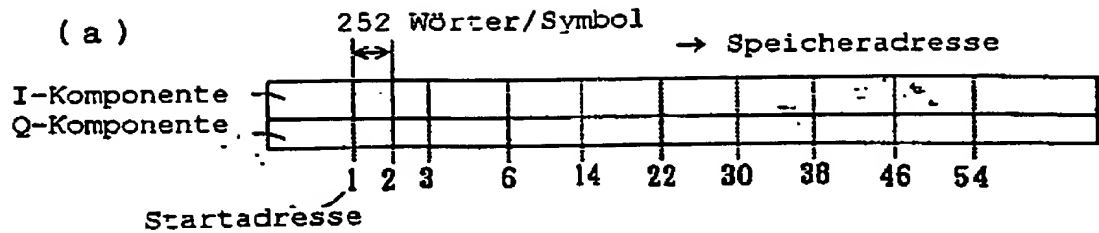


Fig. 8

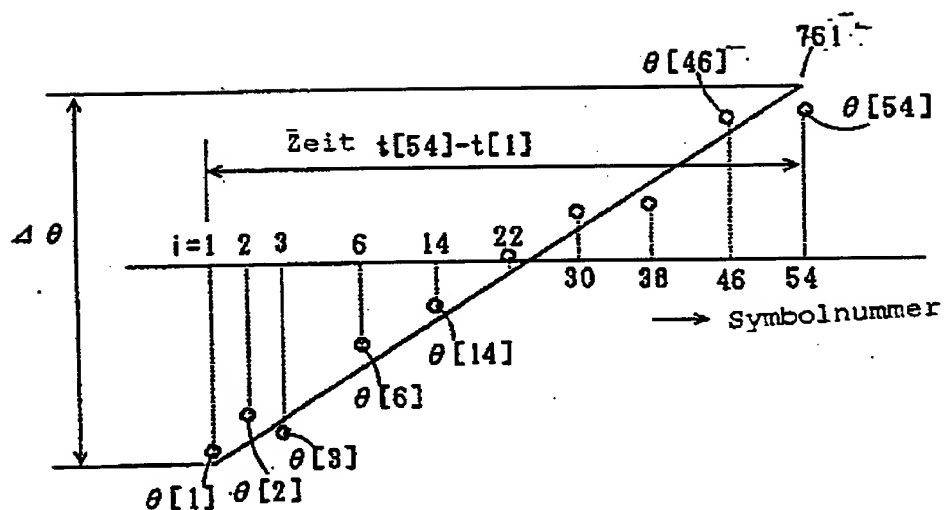


Fig. 9

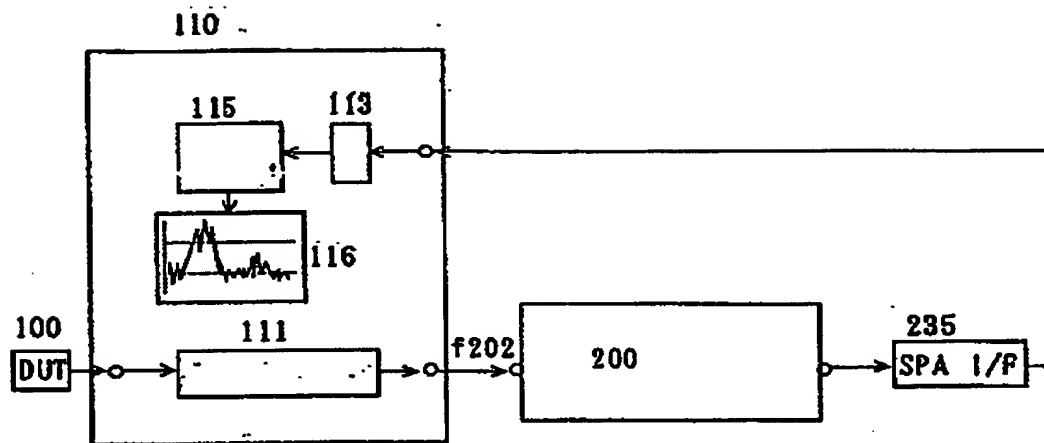


Fig. 10

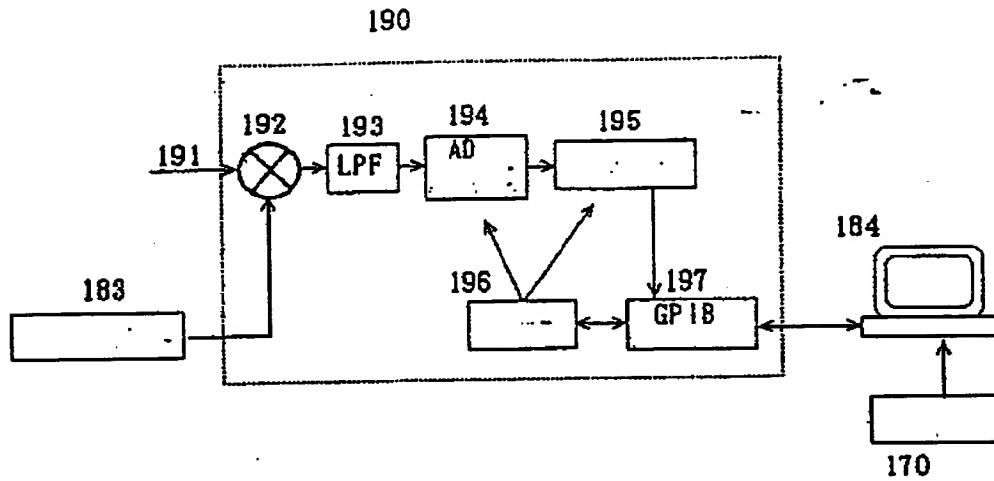


Fig. 11

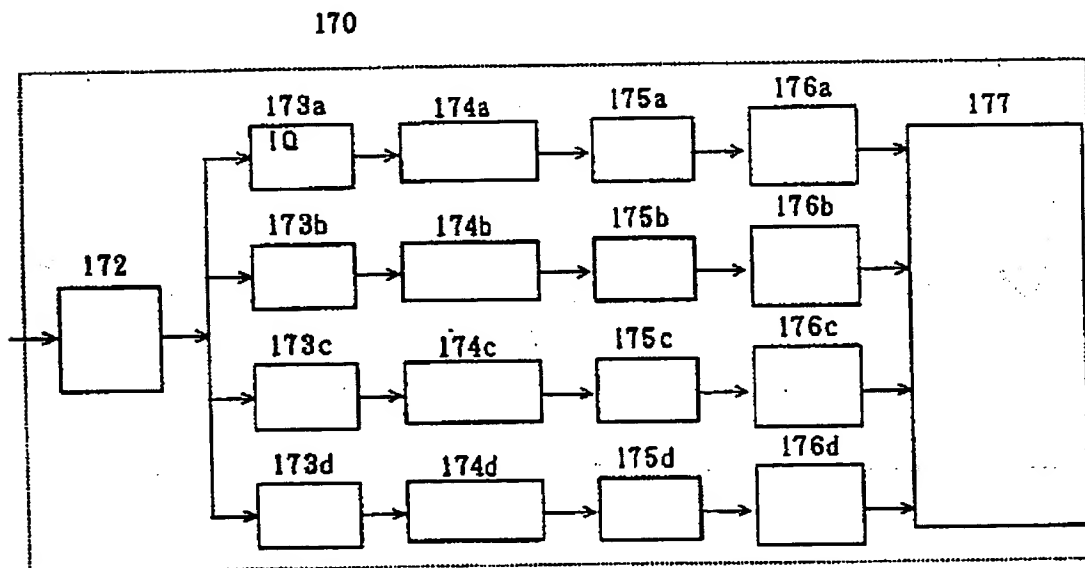


Fig. 12

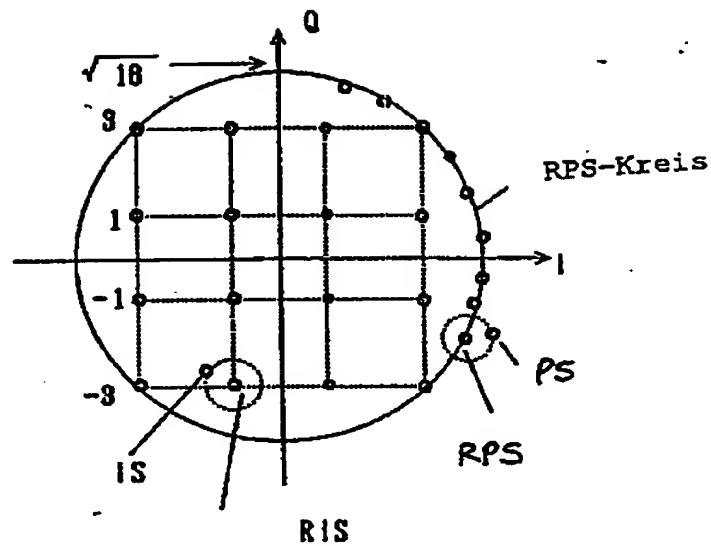


Fig. 13

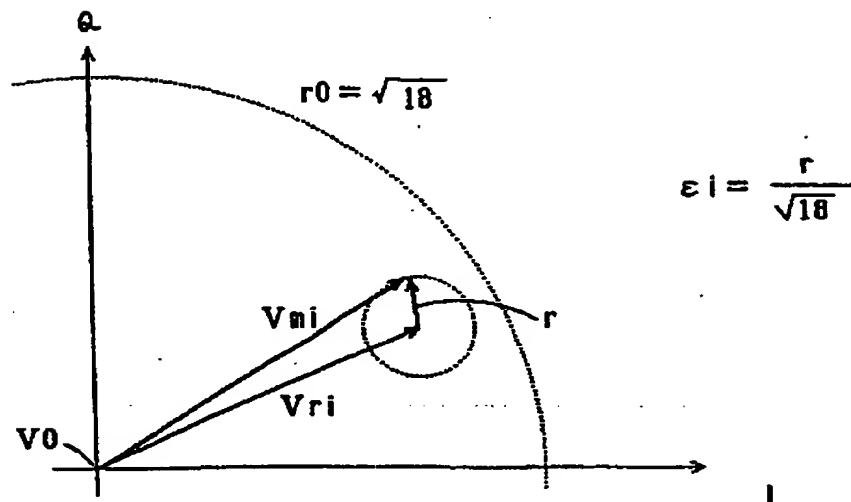


Fig. 14

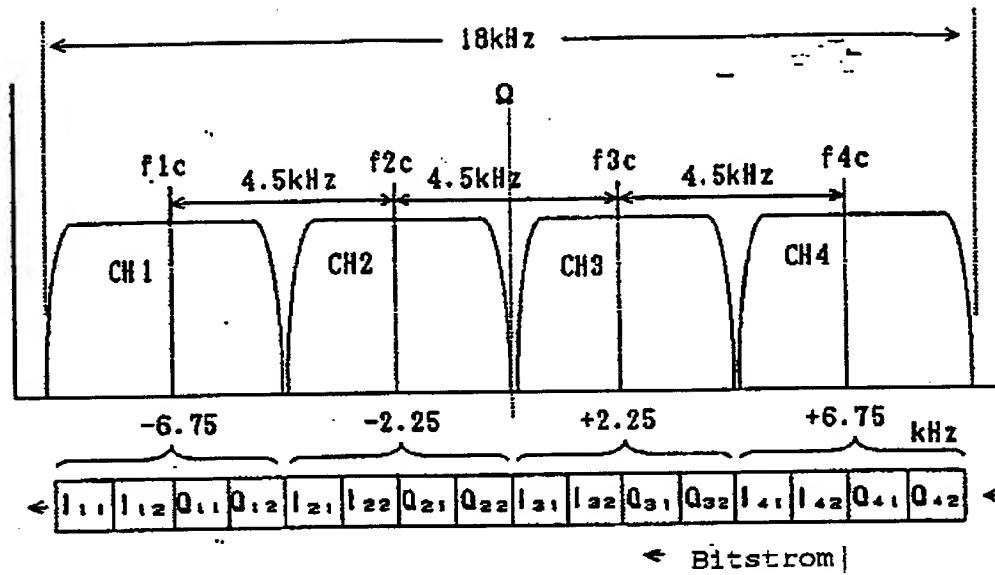


Fig. 15

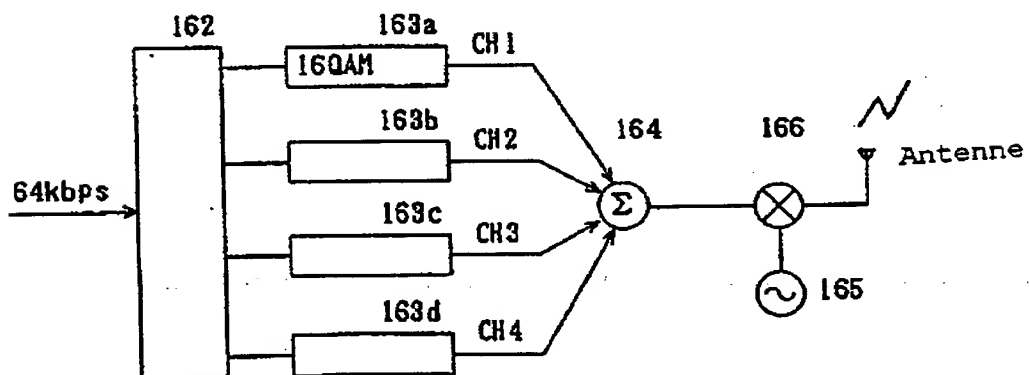


Fig. 16

Synchronisationssymbol

Hilfskanal 1		Hilfskanal 2		Hilfskanal 3		Hilfskanal 4	
Symbol-nr.	Phase	Symbol-nr.	Phase	Symbol-nr.	Phase	Symbol-nr.	Phase
1	-101.25	1	+123.75	1	-123.75	1	+101.25
2	-56.25	2	-78.75	2	+78.75	2	+56.25
3	+168.75	3	-101.25	3	+101.25	3	-168.75

Pilotsymbol (abfallender Hauptschlitz)

Hilfskanal 1		Hilfskanal 2		Hilfskanal 3		Hilfskanal 4	
Symbol-nr.	Phase	Symbol-nr.	Phase	Symbol-nr.	Phase	Symbol-nr.	Phase
6	-33.75	10	-135.00	10	+11.25	6	+22.50
14	+146.25	18	+45.00	18	-168.75	14	-157.50
22	-33.75	26	-135.00	26	+11.25	22	+22.50
30	+146.25	34	+45.00	34	-168.75	30	-157.50
38	-33.75	42	-135.00	42	+11.25	38	+22.50
46	+146.25	50	+45.00	50	-168.75	46	-157.50
54	-33.75	58	-135.00	58	+11.25	54	+22.50

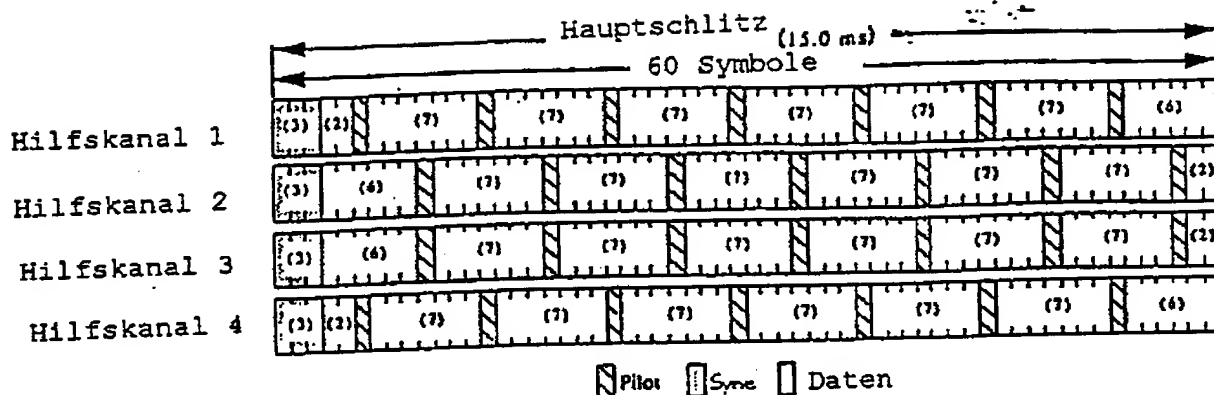
Pilotsymbol (ansteigender Hauptschlitz)

Hilfskanal 1		Hilfskanal 2		Hilfskanal 3		Hilfskanal 4	
Symbol-nr.	Phase	Symbol-nr.	Phase	Symbol-nr.	Phase	Symbol-nr.	Phase
6	-11.25	10	+146.25	10	-67.50	6	+101.25
14	+168.75	18	-33.75	18	+112.50	14	-78.75
22	-11.25	26	+146.25	26	-67.50	22	+101.25
30	+168.75	34	-33.75	34	+112.50	30	-78.75
38	-11.25	42	+146.25	42	-67.50	38	+101.25
46	+168.75	50	-33.75	50	+112.50	46	-78.75
53	-146.25	53	+101.25	53	+168.75	53	-168.75

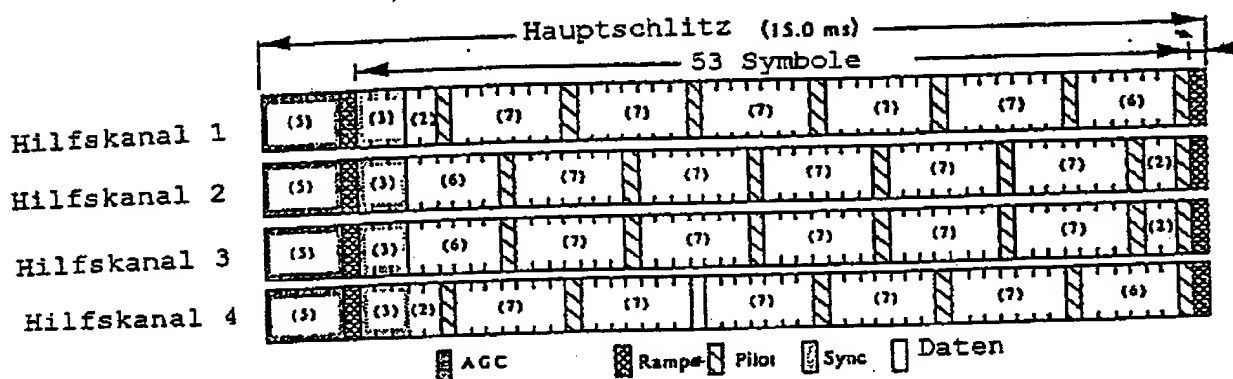
Pilotsymbol (ansteigender Teilschlitz)

Hilfskanal 1		Hilfskanal 2		Hilfskanal 3		Hilfskanal 4	
Symbol-nr.	Phase	Symbol-nr.	Phase	Symbol-nr.	Phase	Symbol-nr.	Phase
6	-11.25	10	+146.25	10	-67.50	6	+101.25
14	+168.75	17	+101.25	17	-78.75	14	-78.75
20	-33.75	20	-101.25	20	+11.25	20	+78.75

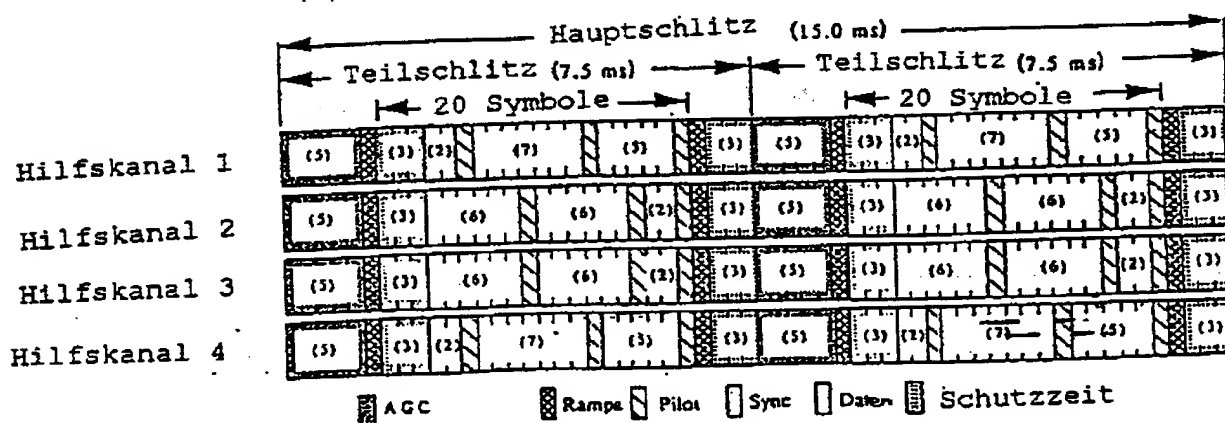
Fig. 17



(a) abfallender Hauptschlitz



(b) ansteigender Hauptschlitz



(c) ansteigender Teilschlitz